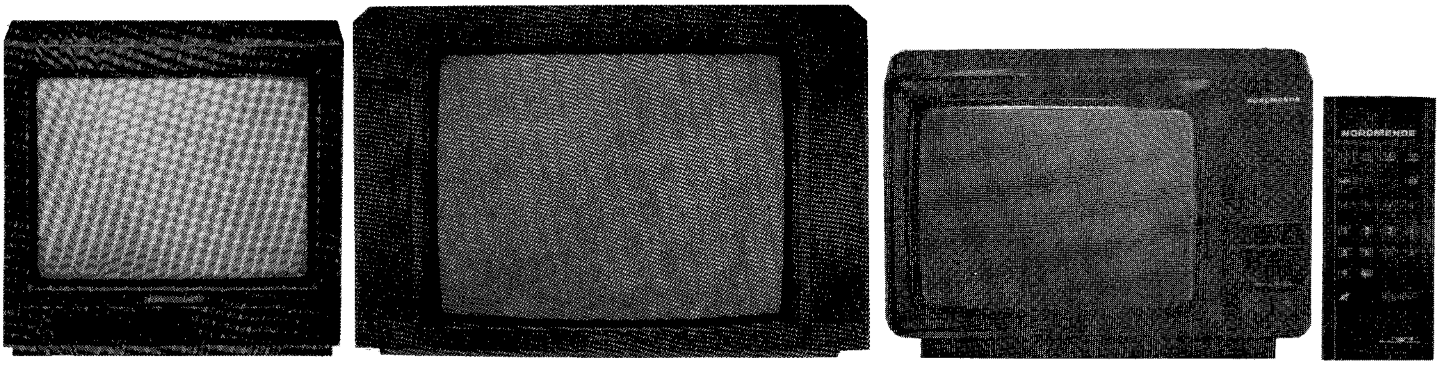
TECHNISCHER KUNDENDIENST

Service-Information



FFS-Chassis F 19-11; F 20-9; F 20-11
mit/con/with IMC 2

F 19-11

Spectra Stereo	C 55	IMC	- 989.529 A/J
Spectra Stereo	C 55	IMC VT	- 990.550 J
Spectra Stereo	C 63	IMC	- 989.533 E/J
Spectra Stereo	C 72	IMC	- 989.556 E/J
Spectra Stereo	6205	IMC	- 989.532 A
Color Stereo	6205	IMC	- 989.532 E/J
Spectra Stereo	6205	IMC	- 990.541 A/J
Spectra Stereo	6205	VT	- 990.541 B
Color Stereo	6205	VT	- 990.541 E
Color Stereo	6205	IMC	- 990.541 F
Color Stereo	6205	NIC	- 990.541 G
Spectra Stereo	6208	IMC	- 989.531 A
Color Stereo	6208	VT	- 990.542 E
Color Stereo	6208	IMC	- 989.531 E/J
Spectra Stereo	6208	IMC	- 990.542 A/J
Spectra Stereo	6208	VT	- 990.542 B
Color Stereo	6208	IMC	- 990.542 F
Color Stereo	6208	NIC	- 990.542 G

F 20-9 / F 20-11

Galaxy	36	A	- 990.508 A/E
Galaxy	36	M	- 989.513 F
Galaxy	36	IMC	- 989.513 E/J
Galaxy	40	IMC	- 989.510 A/E/J
Galaxy	40	IMC VT	- 989.510 K
Galaxy	42	IMC	- 989.516 E/K/J
Galaxy	45	IMC	- 989.511 A/E/J
Galaxy	45	IMC VT	- 989.511K
Galaxy	51	IMC	- 989.514 F
Galaxy	51	E IMC	- 989.514 E/J
Galaxy	55	IMC	- 989.525 E/F/J
Spectra	3604	IMC	- 989.569 A/J
Spectra Color	3205	IMC	- 989.520 A
Color	3205	IMC	- 989.520 J/E
Spectra Color	3205	IMC	- 990.523 A
Color	3205	IMC	- 990.523 J/E
Color	3208	IMC	- 989.535 J/E
Color	3208	IMC	- 990.535 J/E
Spectra	3606	IMC	- 989.566 A
Color	3614		- 990.508 J

NORDMENDE

Diese Angaben und Hinweise sind ausschließlich für den Service des Fachhändlers bestimmt · Änderungen vorbehalten · Sämtliche Urheberrechte an diesen Texten und Zeichnungen stehen uns zu. Nachdrucke, Vervielfältigung – auch auszugsweise – nur mit unserer vorherigen Zustimmung zulässig. Alle Rechte vorbehalten.
Questi dati e queste istruzioni sono riservati ai tecnici del servizio assistenza · Con riserva di modifiche · These instructions are for service dealers only · Subject to modification

71 - 40.1970
182.300

Inhaltsverzeichnis

Kapitel: Seite

A. Schaltungsbeschreibung

1. Schaltnetzteil 3
2. IR Fernbedienung 7
3. IR Vorverstärker 8
4. Mikrocomputergesteuerte Bedienungselektronik 9
5. VHF/UHF Tuner mit PLL und ZF 11
6. Ton-Signalverarbeitung und Muteschaltung 13
7. Video-Signalverarbeitung 14
8. Horizontal-Ablenkstufe mit Ost-West-Korrekturschaltung 18
9. Vertikal-Ablenkstufe mit Schutzschaltung 22
10. Blockschaltbild 26

B. Schaltungen

Chassis F20-9 / IKC 2 27 - 30
Chassis F19/20 / IKC 2 31 - 32
Tonbaustein AM/FM 2003 32
Fernbedienung, Bedienteil und Mikroprozessor 33 - 34
Chassis F19/20-9 / IKC 2-Mono 35 - 38
Leiterplatte Chassis 39 - 40
Cut off Modul CDI 2000/CRT 2007 40 - 41
SCART-Anschlußplatte SCI 2010 40 - 41
Leiterplatte CUT OFF CDI 200 41
Tuner MM 2015 41 - 42
Ton-Baustein FM2000 FM 2011 (6,5 MHz) 41 - 42
Chassis F19 / IKC 2-Stereo 43 - 46
Leiterplatte Ton-Baustein NICAM NI 2000 47
Schaltbild Ton-Baustein NICAM 48 - 49
Leiterplatten Tuner BG - 2003 C / MM - 2015 49
Leiterplatte ZF-Verstärker IF 2100 / IF 2110 49
Bildröhren-Leiterplatte CRT 2000 S 50
Leiterplatte Tonbaustein FM 2000/FM2011(6,5 MHz) 50
Videotext-Decoder DVT 2002/2012/2004/2014 51
Leiterplatte Videotext-Decoder DVT 2001 52
Leiterplatte Videotext-Decoder DVT 2012/2014 52
Videotext-Decoder DVT 2001 63
Bildrohrschaltung F 20-9 / IKC 2 / 36 cm - 14" 54
Fehlerdiagnose im Schutzschaltungsmode 55
Service-Lageplan Bildrohrplatte 55
Service-Lageplan Chassis F19-11 56
Service-Einstellungen 57
Service-Lageplan Chassis F20-9 57
Service-Hinweise 58

Index

Section: Page

A. Circuit description

1. Switch mode power supply 3
2. IR remote control 7
3. IR receiver 8
4. Electronic control system 9
5. VHF/UHF Tuner with PLL and IF 11
6. Demodulator and mute circuit 13
7. Video signal circuit 14
8. Horizontal deflection circuit 18
9. Vertikal deflection stage and protection 22
10. Block diagram 26

B: Circuit diagrams

Chassis F20-9 / IKC 2 27 - 30
Chassis F19/20 / IKC 2 31 - 32
Sound Module AM/FM 2003 32
Remote control, control unit and microprozessor 33 - 34
Chassis F19/20-9 / IKC 2-Mono 35 - 38
P.C.B. Chassis 39 - 40
Cut off Modul CDI 2000/CRT 2007 40 - 41
P.C.B SCART Interface SCI 2010 40 - 41
P.C.B. CUT OFF CDI 200 41
Tuner MM 2015 41 - 42
Audio module FM 2000 FM 2011 (6,5 MHz) 41 - 42
Chassis F19 / IKC 2-Stereo 43 - 46
P.C.B. Audio modul NICAM NI 2000 47
Circuit diagram audio modul NICAM 48 - 49
P.C.B. Tuner BG - 2003 C / MM - 2015 49
P.C.B. IF amplifier 49
P.C.B. CRT 2000 S 50
P.C.B. Sound module FM 2000 / FM 2011(6,5 MHz) 50
Teletext-Decoder DVT 2002/2012/2004/2014 51
P.C.B. Teletext-Decoder DVT 2001 52
P.C.B. Teletext-Decoder DVT 2012/2014 52
Teletext-Decoder DVT 2001 63
CRT circuit diagram F 20-9 / IKC 2 / 36 cm - 14" 54
Fault diagnosis in the protective circuit mode 55
Layout diagram CRT 55
Layout diagram F19-11 56
Service adjustments 57
Layout diagram F20-9 57
Service notes 58

1. Schaltnetzteil

1.1 Eigenschaften

Bei diesem Chassis findet ein zeilenfrequent synchronisiertes Sperrwandlernetzteil mit Sekundärregelung und einbezogenem Stand-by-Netzteil Anwendung.

Über den Brückengleichrichter wird bei durchgeschaltetem Netzschalttransistor Energie zugeführt und diese im Netztrenntrafo zwischengespeichert. Während der Sperrphase des Schalters gelangt diese Energie sekundärseitig über Gleichrichterdioden zu den Verbrauchern.

Besondere Vorzüge dieses Konzepts:

- Kein separater Stand-by-Trafo erforderlich.
- Spannungskonstanz (Änderungen kleiner 2 %).
- Galvanische Trennung vom Netz.
- Geringe Leistungsaufnahme im Stand-by-Betrieb (ca. 6 W).
- weiter Regelbereich von 180 bis 264 Volt.

1.2 Blockschaltbild Netzteil

Das Blockschaltbild (Abbildung 1) läßt die Funktion des Schaltnetzteiles sowohl in Bereitschaft als auch im Betriebszustand erkennen. Um das Gerät fernbedient einschalten zu können, muß die Spannungsversorgung für die Funktion des IR-Vorverstärkers und Mikrocomputers gewährleistet sein. Damit dieser geringe Energiebedarf gedeckt wird, arbeitet der Sperrwandler im sogenannten Burst-Be-

1. Switched Mode Power Supply (SMPS)

1.1 Features of SMPS

In this CTV chassis a line triggered reverse-converter switched mode power supply with secondary regulation and an integrated stand-by power supply is employed.

Across the mains rectifier bridge the energie is loaded during the conductive time of the switching transistor and stored in the transformer. While beeing nonconductive the energy is transferred to the secondary side and to the load.

Special features of this design are the following:

- No separate stand-by transformer needed
- Excellent stability of operating voltages
- Galvanic separation from mains
- Low power consumption in stand-by mode (about 6 W)
- Wide operation range (typ. 180 V - 264 V)

1.2 Block Diagram

The block diagram (see Fig.1) shows the principle of the power supply in the stand-by mode as well as in the normal operation mode.

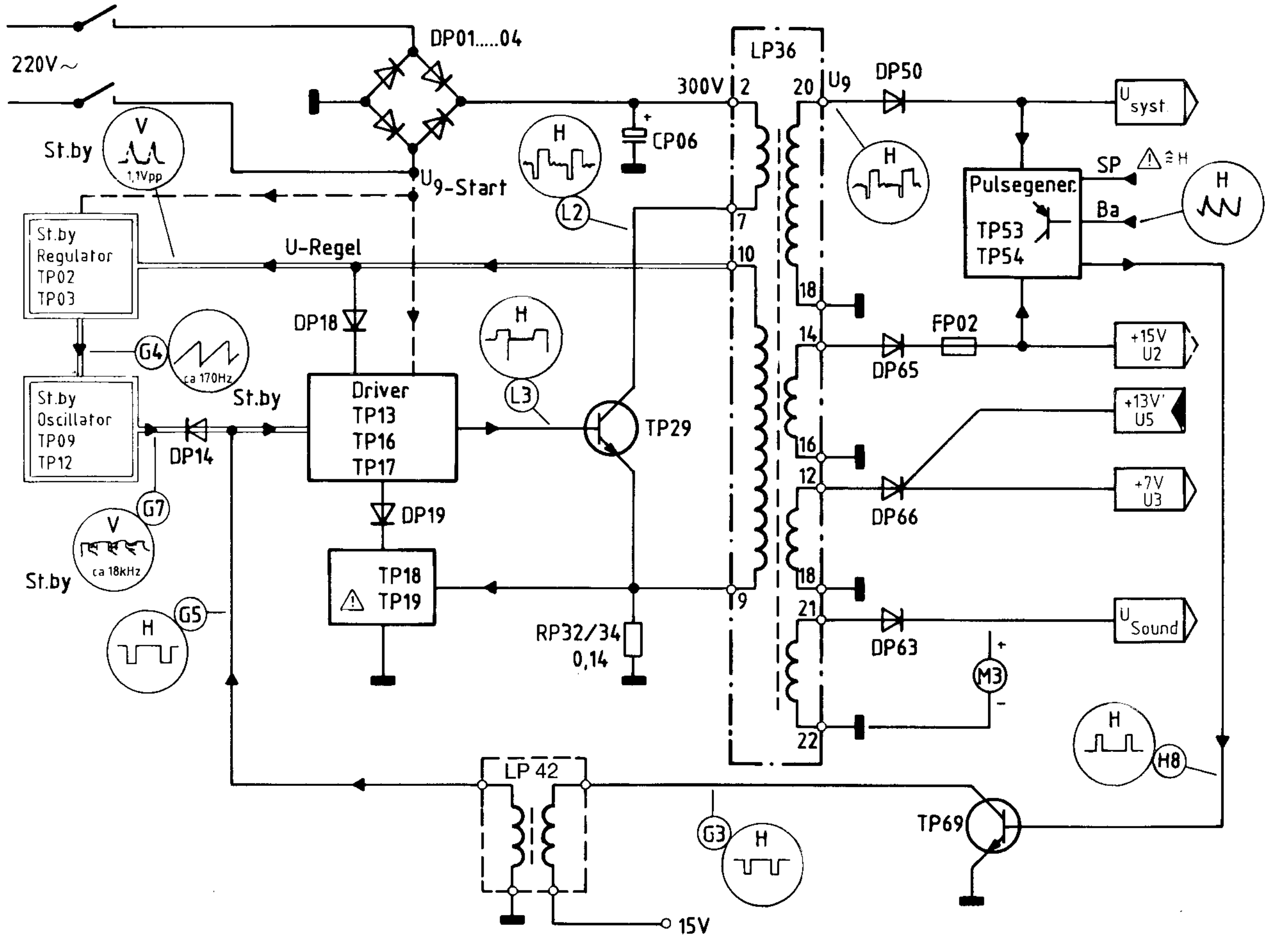

220V~
St.by
V
1,1Vpp
DP01.....04
U9-Start
H
L2
CP06
LP36
300V
2
20
U9
DP50
H
Usyst
Pulsegener.
TP53
TP54
SP
Ba
H
St.by Regulator TP02 TP03
U-Regel
7
10
18
DP18
H
L3
G4
ca 170Hz
St.by
St.by Oscillator TP09 TP12
DP14
Driver TP13 TP16 TP17
TP29
14
FP02
DP65
+15V U2
+13V U5
16
12
DP66
+7V U3
G7
V
ca 18kHz
St.by
DP19
TP18
TP19
18
9
21
DP63
USound
G5
H
RP32/34 0,14
M3
22
H
H8
LP 42
G3
H
TP69
15V

Abb./Fig. 1 Blockschaltbild Netzteil - Block diagram power supply trieb. Hierbei steuern Impulspakete die Basis des Transistors TP29 an, welche je nach Netzspannung unterschiedliche Breite und Frequenz haben.

Den Aufbau dieser Ansteuerimpulse übernimmt der Stand-by-Regulator zusammen mit dem Stand-by-Oszillator. Der Stand-by-Regulator erzeugt ein Sägezahnspannung, deren Amplitude und Frequenz von der Netzspannung und der sekundärseitigen Belastung abhängen. Um den Energiebedarf im Trafo LP36 steuern zu können, wird der Stand-by-Regulator aus der Hilfswicklung (Anschlüsse 9/10) geregelt.

Die aus dem Regulator kommende Sägezahnspannung dient als Versorgungsspannung für den Oszillator und bestimmt mit seiner Frequenz die Burstfrequenz und Burstbreite. Der Oszillator schwingt sägezahnförmig mit einer Frequenz von ca. 18 kHz. Diese Impulse (G7) werden dem Treiber zugeführt, der seinerseits nach erfolgter Stromverstärkung die Basis des Schalttransistors TP29 ansteuert.

Bei Umschaltung von Stand-by in Normalbetrieb vergrößert die Regelschaltung die Amplitude des Sägezahnes und versucht so die Laständerung auszugleichen, bis die Ansteuerung des Treibers von sekundärseitig erzeugten Impulsen über LP42 übernommen wird. Stand-by-Regulator und Oszillator werden nun durch die am Trafo LP36, Anschluß 10, ansteigende Regelspannung außer Betrieb gesetzt.

Die Erzeugung der zeilenfrequenten Übernahmeimpulse beginnt, nachdem die Horizontalablenkstufe arbeitet und das zeilenfrequent-sägezahnförmige Signal "Ba" in den Pulsgenerator liefert. Dieses bestimmt zusammen mit der Systemspannung "Usyst", die Impulsbreite der Übernahmeimpulse (H8). Sie gelangen über TP69, LP42 in die Treiberschaltung und lösen das Stand-by-Ansteuersignal ab.

1.3 Stand-by-Betrieb

Nach Inbetriebnahme des Gerätes durch den Netzschalter liefert der Brückengleichrichter DP01...DP04 über die Wicklung 2-7 des Trafos LP36, eine Spannung von 300 V an den Kollektor des TP29. Zur Energieversorgung der Kleinsignaltransistoren im Primärnetzteil dient als Anlaufspannung eine über die Brückengleichrichter Diode DP01 erzeugte 50Hz-Halbwellenspannung. Sie gelangt über die Widerstände RP06, RP36, RP35 in die Siebelkos CP07 und CP28.

1.3.1 Standby-Regelung und Oszillator

Während die Transistoren TP02, TP03 noch gesperrt sind, erzeugt der Ladestrom über RP03, RP37 in CP08 einen sägezahnförmigen Anstieg der Oszillatorbetriebsspannung an RP09. Erreicht die Spannung den Wert 2,5 Vss, schaltet TP09 über den Spannungsteiler RP08, RP12 erstmals durch. Damit wird auch TP12 leitend, der seinerseits TP09 in leitendem Zustand hält, bis sich CP09 entladen hat. CP09 verschiebt somit steilflankig seine Potentialdifferenz, weil DP13 ein schnelles Entladen verhindert. Die nun über CP09 entstandenen negativen Spannungsspitzen gelangen über DP14 und sperren TP13, der sich zuvor durch die Anlaufspannung über RP06, RP13 in leitendem Zustand befand. Nachdem sich CP09 über die Transistoren TP09, TP12 entladen hat, sperren diese wieder und der Ladevorgang von CP09 beginnt erneut. Der mit RP08, RP12 eingestellte Arbeitspunkt ändert sich mit der Oszillatorversorgungsspannung an RP09 und verschiebt somit auch den Schaltpunkt von TP09, TP12. Die Frequenz des mit TP09, TP12 arbeitenden Oszillators wird vorrangig durch die Sägezahnspannung an Meßpunkt (G 4) und das Zeitkonstantenglied RP09, CP09 bestimmt. Sie liegt bei ca. 18 kHz. Der Stand-by-Regulator, bestehend aus TP03, TP02 bezieht aus dem Netztrenntransformator LP36, Anschluß 10, über DP30, RP38, CP30, RP07 und DP20 eine Regelspannung. Wird TP02 durch den steigenden Strom über RP02 durchgeschaltet, dann schaltet auch TP03 durch und zieht

In order to be able to switch on the TV set by remote control, the IR-preamplifier and the micro computer have to the supplied with sufficient energy. To generate this rather small amount of energy, the power supply runs in a so-called burst mode. In this operation mode short packets of pulses control the base of transistor TP 29. The length and frequency of these bursts depend on the mains voltage.

They are generated in a stand-by oscillator and formed by the stand-by regulator. This regulator produces a sawtooth, whose amplitude and frequency is controlled by the mains voltage. To control the energy loaded into transformer LP36 the stand-by regulator is fed with a voltage out of a auxiliary winding (tabs 9/19).

The regulator sawtooth works as a supply voltage to an oscillator and so determines the length and frequency of the burst. The oscillator delivers a sawtooth of 18 kHz. These pulses (G7) are given to the driver and to the base of switching transistor TP29.

By switching from stand-by to the normal operation mode the regulator will rise the amplitude of is sawtooth and tries to compensate the changing load until the control is taken over by the secondary supplied (via LP42) pulses. Stand-by regulator and oscillator are now switched off by the rising voltage out of transformer LP36 tap 10.

The generation of the line frequent pulses starts with the beginning operation of the horizontal deflection stage and when a line frequent sawtooth 'BA'is delivered to the pulse generator. The pulse generator variates the pulse width (H8) depending on the value of the systemvoltage Usyst. The pulses go via TP69, LP42 into the driver stage and substitute the the stand-by pulses.

1.3 Stand-by mode

The mains voltage arrives, via connector BP01, at the bridge rectifier consisting of DP01, DP02, DP03, DP04. This bridge rectifier provides full wave rectification. The rectified mains voltage is smoothed by CP06 and supplied to the switched mode power supply. RP01 is to limit the in-rush current at switch-on. PR20, RP23 and RP24 discharge CP06 when set is switched off. Symmetrical interference and asymmetrical interference injected by the TV set into the mains supply are respectively reduced by CP01, LP01 and LP01, CP25. RP25 is to maintain CP25 discharged. CP03, CP04 and CP11 reduce the interference generated by the diodes.

When the set is switched on, CP07 is charged at 30 V through RP35 an RP36 by the mains supply. CP28 will also be charged up by the mains through RP06 to provide the voltage of the push-pull driver consisting of TP16 and TP17. TP13 is on due to RP13, TP17 is on, TP16 and TP29 are off, TP02 and TP03 are off.

CP08 will be charged through RP03 and RP37 and the voltage at the junction of RP09, RP08, RP37 will increase. This supplies the oscillator comprising TP09, TP12, RP08,RP12, RP09, CP09, DP13 and RP11. CP09 is charged via RP09 and DP13 and a sawtooth voltage is generated at the emitter of TP09. When this sawtooth voltage reaches 1,2V to 1,4V, TP09 and TP12 will turn on and discharge CP09 through RP11 and CP28. DP13 will turn off as its anode becomes negative while DP14 turns on. This will switch off TP13 and TP17 while TP16 is switched on. TP29 will turn on and conduct during the discharge of CP09: current will flow from CP06 through pimary winding of LP36, TP29, RP32 and RP34. This corresponds to energy being stored in the primary winding of LP36.

When CP09 is fully discharged, TP09 and TP12 will turn off and a new period begins. TP13 will be turned on again while TP16 is switched on and TP29 will turn off. Energy is transferred from the

die Versorgungsspannung des Oszillators steilflankig auf 0,7 V herunter. Dadurch erfolgt über TP03, TP02 eine schnelle Entladung des CP08. Sind 0,7 V erreicht, dann sperren beide Transistoren und CP08 kann erneut über RP03, RP37 aufgeladen werden. Es entsteht ein neuer Sägezahn, der, wie zuvor beschrieben, dem Oszillator als Arbeitsspannung dient. Die Frequenz des Sägezahnes liegt bei ca. 170 Hz.

1.3.2 Treiber und Endstufenschaltung

Der Transistor TP13 wird vom Ausgangssignal des Oszillators für die Leitzeit des Schalttransistors TP29 gesperrt und für die Sperrphase durchgeschaltet. TP13 steuert den Gegentakt-Emitterfolger an. Eine Bootstrapschaltung, bestehend aus DP18, CP14 erhöht den Wirkungsgrad dieser Schaltung. Der Gegentakt-Emitterfolger, bestehend aus TP16, TP17, liefert den Basisstrom für TP29. Während der Leitphase ist TP16 durchgeschaltet und TP17 gesperrt. In der Sperrphase von TP29 sperrt TP16 und TP17 ist leitend.

Der positive Basisstrom von TP29 lädt CP24 auf. Die Ladespannung wird durch die Dioden DP24, DP26, DP27 auf 2,1 V begrenzt. Nach dem Durchschalten von TP17 erzeugt CP24 durch Ladungsverschiebung eine negative Sperrspannung für die Basis des TP29. Die Spule LP28 läßt beim Einschalten den Basistrom in TP29 nach einer e-Funktion ansteigen und mindert dadurch seine Verlustleistung.

Im Abschaltmoment entzieht LP28 schnell Elektronen aus der Basiszone des TP29 und verringert damit ebenfalls die Verlustleistung.

Einen weiteren Beitrag zur Minderung der Abschaltverluste leistet das Dämpfungsglied CP29, DP31, RP33, RP31. Durch das Umladen von CP29 wird der Kollektorspannungsanstieg und somit die Leistungsspitze verringert.

Ist TP29 durchgeschaltet, so fließt, vom Brückengleichrichter und CP06 ausgehend, ein sägezahnförmig ansteigender Strom durch die Speicherinduktivität im Trafo LP36 (Anschlüsse 2/7), TP29, RP32, RP34 nach Masse. Danach wird TP29 wieder gesperrt. Die jetzt am TP29 liegende Kollektorspannung ergibt sich aus der Summe der Gleichspannung von ca. 300 V und der durch den Sekundärstromfluß induzierten Spannung. In dieser Phase erfolgt die Energieübertragung von der Primär- zur Sekundärseite des Netztrenntransformators LP36. Hier stehen nach Gleichrichtung über DP50, DP65 und DP63 die reduzierten Stand-by-Betriebsspannungen zur Verfügung.

1.4 Netzteil im Vollastbetrieb

Der sekundärseitige Regulatorkreis TP53, TP54 und TP69 erzeugt eine Pulsbreiten-Modulation (PWM), die über Impulstransformator LP42 auf TP13 gegeben wird. Durch den negativen Puls wird TP13 gesperrt. TP16 kann jetzt schalten und TP17 sperrt. Über CP24 gelangt ein Ansteuerimpuls auf die Basis von TP29. CP24 wird, durch DP24, DP26 und DP27 auf 2,1 V begrenzt, aufgeladen.

TP29 wird durchschalten und Energie wird im Wandlertrafo gespeichert.

Am Ende des Ansteuerimpulses werden TP13 und TP17 durchgeschaltet während TP16 sperrt. Der Basisstrom in TP29 wird unterbrochen. Der negative Entladestrom von CP24 entsättigt TP29 und sperrt ihn. LP28 steuert den korrekten Abschaltvorgang. RP28 dämpft ein Nachklingeln von LP28, das den Transistor unbeabsichtigt wieder einschalten könnte.

Nachdem TP29 abgeschaltet, ist wechselt die gespeicherte Energie auf die Sekundärseite. Die Sekundärspannungen bauen sich auf.

Die Sekudärspannungen werden gegen Änderungen der Netzspannung und der Last durch ein Ändern des Tastverhältnisses der PWM, bzw der Leitendzeit von TP29 stabilisiert. Dieses geschieht im (Pulsweiten-) Modulator des Regulatorkreises

primary winding of LP36 to the secondary. As TP29 is periodically switched on and off, energy will be progressively transferred to the secondary and the secondary voltages will increase. As soon as the +15V output voltage reaches approximately 7 V, the microprocessor IR01 is reset and activated, but will not release the supply (P) to IV01 immediately (pin 20 of IR01 is HIGH). A certain delay is provided by IR01 in order for the output voltages to reach a sufficient value. As the secondary regulation is not working yet, stabilization will be performed in a burst mode by the combination of oscillator, TP09 and TP12, and electronic switch, TP02 and TP03. The oscillator will turn on and off TP16 and TP17 and also TP29. The electronic switch will cut off and release the oscillator periodically to stabilize the output voltages. The voltage across CP30 is a rough image of the output due to the coupling between the different windings of the transformer. When the voltage across CP30 is high enough, the electronic switch will turn on and cut off the oscillator.

This is done by monitoring the voltage across CP30 by voltage divider RP07 and RP02. When this voltage reaches a certain level corresponding to 1,2 V at anode of DP20, TP02 and TP03 will turn off, connect RP03 to ground and discharge CP08 through RP37. This cuts off the oscillator. When CP08 is fully discharged, TP02 and TP03 will switch off and CP08 will be charged again by the +30 V supply through RP03 and RP37. The oscillator will not restart immediately. Oscillation will begin only when the voltage at emitter of TP09 reaches 1,2 V to 1,4 V.

When the above-mentioned start-up delay provided by IR01 is over, Pin 20 of IR01 turns "LOW". Supply voltage P is supplied to IV01 via TR16 and TR17. At this time, the deflection will start and feedback pulses will be sent to the primary via LP42. Control of SMPS is now taken over by the secondary. The secondary voltage and the voltage across CP30 will further increase until reaching their normal operating values. The electronic switch TP02, TP03 will turn on and cut off oscillator TP09 and TP12. Operation of the SMPS is now controlled only by the feedback pulses coming from the secondary.

1.4 Normal Operation

The regulation circuit TP53, TP54 and TP69 in the secondary winding of LP36 provides pulse width modulation (pwm) pulses that are coupled to TP13 by pulse transformer LP42. The polarity of the pulses, which is negative, will turn DP16 and DP17 on and switch off TP13. TP16 will turn on while TP17 is turned off. A current pulse is sent into the base of TP29 from CP28 and through TP16, RP16, CP24 and LP28. The amplitude of this current pulse is controlled by RP16. This current pulse also charges CP24 to a voltage clamped at 2,1 V by DP24. DP26 and DP27. The current pulse will saturate TP29 and TP29 will conduct as long as the negative pulse is present across RP42. During the conduction of TP29, the secondary diodes are off due to winding polarity. Current flowing through TP29 will cause energy to be stored in the primary winding of LP36.

When the negative pulse from the regulation goes to zero, DP16 and DP17 are turned off and TP13 is turned on. TP17 is also turned on while TP16 turns off. The postive base current to TP29 is thus cut off. A negative voltage of 2,1 V is applied by TP17 between the base and emitter of TP29 and it will remove the charge that is inject into the base of TP29 to saturate this transistor during conduction. A negative base current will flow through LP28,

Die PWM geht über RP68 und RP69 auf TP69, der als Treiber des Impulstrafos dient. Der Softstartkreis DP58, DP59, CP55 und RP59 schützt das Gerät durch ein allmähliches Ansteigen der Leitendzeit des Schalttransistors.

Während des Anlaufs wird CP55 langsam über RP59 durch die +13 V geladen. Die Emitterspannung von TP54 steigt ebenso wie die Leitendzeit. Im Normalbetrieb ist CP55 auf +13 V geladen. DP56 sperrt und CP55 wird von CP54 getrennt. Über DP58 entlädt sich CP55 schnell.

Komparator TP53 vergleicht ständig die heruntergeteilte Systemspannung (RP51, PP52 und RP52) mit einer Referenzspannung über DP55 und DP54 (zur Temparaturkompensation). Der Kollektorstrom von TP53 lädt CP54 und dessen Ladung dient als Ansteuersignal für dem PWM Modulator (TP54, RP57 und RP58).

Ein horizontalfrequenter Rückschlagimpuls wird zum Sägezahn intergriert ('HS'). Dieser dient als Trägerfrequenz für die PWM.

1.5 Schutzschaltungen

1.5.1 Überstromschutzschaltung für TP29

Steigt der Kollektorstrom in TP29 über den maximal zulässigen Wert an, dann erhöht sich der Spannungsabfall über die zwei Referenzwiderstände RP32, RP34, sodaß die als Thyristor geschalteten Transistoren TP18, TP19 durchschalten. Über DP19 und den Transitor TP19 werden nun die für den Gegentakttreiber bestimmten Ansteuerimpulse nach Masse kurzgeschlossen.

Ein erneutes Starten des Netzteiles ist erst möglich, wenn sich die Kondensatoren CP28, CP30 und CP07 entladen haben. Dazu muß das Gerät für ca. drei Sekunden vom Netz getrennt werden.

Dieser Schutzschaltungszweig kann beispielsweise bei folgenden Fehlermöglichkeiten aktiviert werden: Kurzschluß von DP50, DP63, DP65, LP36, TL19, DL13, LL05. DIe Stand-by-LED-Anzeige bleibt dunkel bzw. erlischt innerhalb von ca. drei Sekunden.

1.5.2 Netzspannungsüberhöhung

Für den Fall, daß der 220-V-Netzspannung-Impulsspitzen überlagert sind, gelangt diese über CP10, RP10 an die Basis von TP19 und aktivieren die Schutzschaltung durch TP19, TP18. Die Stand-by-LED erlischt sofort.

1.5.3 Überstromschutzschaltung für die Horizontal-Ablenkstufe

Bei einem Kurzschluß im Horizontal-Ablenkteil verringern sich infolge der Überlastung die Impulse am Trafo LP36, Anschluß 10. CP30 entlädt sich soweit, daß die Transistoren TP02, TP03 sperren und nicht mehr geschaltet werden. Dadurch lädt sich CP08 über RP37, RP35 und RP36 auf ca. 17 V auf. Diese Spannung läßt über RP27, DP21, RP30 einen Strom in die Basis von TP12 fließen. Der schaltet durch und verhindert damit ein Anlaufen des Stand-by-Oszillators. Da TP29 weder von der Horizontal-Ablenkstufe noch vom Stand-by-Oszillator Ansteuerimpulse erhält, ist das komplette Netzteil außer Betrieb.

1.5.4 Überspannungsschutzschaltung (Siehe auch Abs. 9.3)

Überspannung kommt entweder durch einen Defekt der Vertikal-Ablenkstufe, oder durch eine fehlerhafte Regulatorschaltung im Sekundärnetzteil zustande.

Im Störungsfall liefert die bereits beschriebene Schutzschaltung über die Leitung "SP", DP57, RP57 einen High-Pegel an die Basis des TP54. Dieser sperrt und liefert somit kein zeilenfrequentes Ansteuersignal mehr. Das Netzteil arbeitet nun im Stand-by-Mode.

Bei aktivierter Schutzschaltung leuchtet die Stand-by-LED ständig.

CP24 and TP17. When all the charge has been removed, TP29 will switch off. LP28 is to control the correct turn-off of TP29 to prevent power loss. RP28 is to damp LP28 so as to suppress oscillations which might turn TP29 on again. During the conduction of TP17, CP14 is charged up via DP18, RP17, RP16 and TP17. When TP17 is switched off, the discharge current of CP14 will turn on TP16 via RP14 and base-emitter junction of TP16. After TP29 is turned off, its base to emitter voltage remains negative due to CP24 and TP17 still conducting. The voltage across primary and secondary windings of LP36 will reserve in polarity. The secondary diodes will conduct and energy that was stored in the primary of LP36 during the conduction of TP29 is then transferred to the secondary.

1.5 Protection Circuits

1.5.1 Protection against overcurrent in TP29

The collector current of TP29 is sensed by RP32. In normal operation, the voltage developed across these resistors is lower than the threshold voltage of protection circuit TP19 and TP18. When overcurrent in TP29 occurs, the protection circuit will switch on TP17 via TP19. This will immediately switch off the power supply, thus prevent damage to TP29. A restart of the power supply is only possible, when CP28, CP30 and CP07 are discharged. For this the set has to be separated from mains supply for about 3 second.

This protection circuit can be activated in case of a short circuit of DP50, DP63, DP65, TL19, DL13 or LL05. The standby LED remains dark or dims within 3 seconds.

1.5.2 Over current protection for the horizontal output stage

In case of sudden increase of the mains supply, the surge will trigger the protection circuit TP18 and TP19 via CP10, RP10 and DP10. The power supply will be switched off. It will start again after full discharge of CP28, CP30 and CP07.

1.5.3 Protection against short-circuit of S-capacitor CL24

In case of a short circuit in the horizontal output stage, all secondary voltages of LP36 will drop. Voltage at CP30 will also drop and this will switch off TP02 and TP03. Due to the heavy overload at the system voltage output (US), the voltage at CP30 will not be able to reach the threshold to turn on TP02 and TP03. These two transistors will remain off. CP12 will therefore be charged via RP03, RP27 and DP21. When CP12 is sufficiently charged, it will turn on TP09 and TP12 via RP30. Oscillation will stop and power supply is switched off completely. This prevents excessive temperature and demage at components.

1.5.4 Overvoltage protection (see also section 9.3)

Over voltage can occur through defective vertical deflection stage or a faulty regulator stage in the secondary part of the power supply in these cases signal "SP" goes high and pulls up the base of TP54 to a higher voltage than its emitter. This will turn-off TP54. No pulses will be sent to the primary and the TV set will go to stand-by mode. Erratic operation is prevented and power dissipation is minimised.

1.5.5 Überstromschutz für die NF-Endstufen

Bei Kurzschluß der Us, 28 V, wird über die Dioden DP61, DP62 auch die Spannung U2, 15 V, auf Low-Pegel gezogen. Dem Mikrocomputer IR01 und dem Multifunktionsprozessor IV01 fehlt nun die Betriebsspannung. Die Ablenkstufen sind außer Betrieb, da das Ansteuersignal fehlt. Aufgrund der Belastung des LP36 fehlt dem Stand-by-Regulator über DP20 das Ansteuersignal. Am Meßpunkt "G4" steigt die Spannung auf ca. 17 V, DP21 wird leitend und sperrt den Stand-by-Oszillator. Das Netzteil ist abgeschaltet.

2. Infrarot-Fernbedienung

In dieser Geräteserie wird ein Fernbedienungskonzept eingesetzt, das sich durch Servicefreundlichkeit und Betriebssicherheit auszeichnet.
Kenndaten:

- Infrarot (IR) Fernbedienung für 64 Befehle
- Befehlsausgabe durch 11-Bit-Datenworte
- "Toggle-Bits" für eindeutige Befehlserkennung
- Taktoszillator mit 400 kHz
- Besonders geringe Leistungsaufnahme (Aktiv ca. 2 mA, Stand-by ca. 2 nA)
- Großer Speisespannungsbereich (2...6 V)
- Leistungsarme, "geblitzte" Impulsübertragung

Die gesamte Elektronik der IR-Fernbedienung setzt sich aus nur wenigen Bauelementen zusammen, wodurch eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet ist. Eine mechanische Tastenmatrix ergänzt den elektronischen Schaltungsaufwand.
Im Ruhezustand liegen die Treiberausgänge Pin 13...19 des IC01 mit ihren "Open-drain" -Ausgängen auf Low-Pegel. Die "pull-up"-Sensoreingänge hingegen sind auf High-Pegel gesetzte (Pin 2-9). Durch die Betätigung einer Taste der 8x8-Matrix wird ein Sensoreingang auf Low gesetzt und ein Abfragezyklus gestartet.
Während der Tastenmatrix-Abfrage ist jeweils nur ein Treiberausgang niederohmig geschaltet.
Wird die Betätigung einer Taste von dem IC erkannt, beginnt der Oszillator zu schwingen. Dieser besteht im wesentlichen aus einem Inverter, der extrem mit einem Keramikschwinger rückgekoppelt ist. C1 und C2 gewährleisten eine kurze Anschwingzeit über einen großen Versorgungsspannungsbereich. Das Oszillatorsignal wird einem Teiler zugeführt, dessen Ausgangssignal den nachgeschalteten Zähler taktet. Der jeweilige Zählerstand wird dekodiert, der Treiberstufe zugeführt und steht an den Ausgängen Pin 13 bis 19 zur Abfrage der Tastenmatrix zur Verfügung. Eine im Sensordekoder (Pin 2 bis 9) erkannte Tastenbetätigung wird in den Datenspeicher übernommen.

1.5.5 Diodes DP61 and DP62 (Audio stages)

These diodes protect the SMPS against a short circuit in the audio stage. The short circuit is transferred via the 2 diodes to the +15V output and the output will drop to 2 x 0,7V (diode forward voltage). The microprocessor IR01 and IV01 will shut down and the TV set will go to standby mode, therefore power dissipation is limited.

2. Remote control (IR) transmitter

The remote control transmitter transmits infra-red pulses corresponding to the operated key. It has the following features:

- IR remote control for up to 64 commands per sub-system adress.
- command transmission with the use of 11-bit-data-words.
- toggle bits for unambiguous command recognition.
- clock oscillator at 400 kHz.
- especially low power consumption (active current about 2 mA; standby current about 2 nA).
- wide supply voltage range (2 to 6V).
- low power "flashed" pulse transmission.

Basically, the remote control transmitter comprises:
1. The keyboard; 2. The matrix circuit;
3. The encoder IC; 4. The output stage.

The keyboard consists of a rubber contact pad, which when pressed, makes contact with the PCB and gives a command to the encoder IC.
The transmitter keyboard is arranged as a scanned matrix with seven driver lines (pins 13 to 19) and seven sensing lines (pins 2 to 9). The matrix allows the generation of 56 command codes per sub-system address with triple contacts to all 64 commands which are addressable, giving a maximum possiblity of 1280 commands.
The 7 driver lines are driven by open drain N-channel transistors (conductive in standby mode). The sense lines go to P-channel pull-up transistors, so that they are "high" until they are pulled "low" by the key contact with the driver line. The oscillator becomes active and then following the debounce time, the output drivers become active successively. C1 and C2 ensure a brief oscillation built-up time over a wide range of supply voltage. The oscillator signal is fed to a driver, whose output signal serves as timing the counter. The respective status of the counter is decoded, fed to the driving stage and is then available at the output pins 13 to 19. A key actuation recognised in the sensing decoder (pins 2 to 9) is accepted in the data memory.

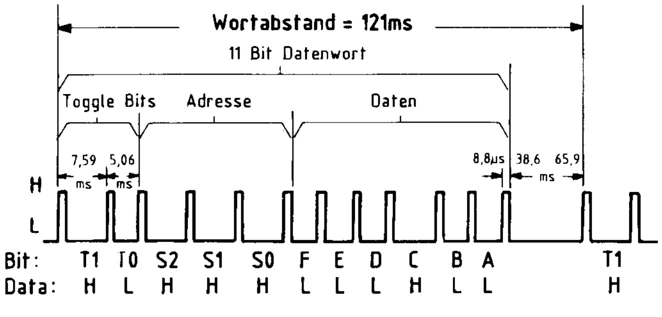


Abb./Fig. 2 zeigt das 11-Bit-Datenwort - shows the 11 bit data word

Diese Daten werden einem Datenmultiplexer dem Modulationszähler zugeführt, der daraus in Pulsabstandsmodulation ein 11-Bit-Datenwort erzeugt, das, über einen Verstärker entkoppelt, am Ausgang, Pin 1, zur Verfügung steht.

Der Datenabstand beträgt 121 ms. T1 und T0 sind Toggle-Bits. Mit jeder erneuten Tastenbetätigung wechseln die Toggle-Bits, d.h. ein neuer Befehl wird vom Empfänger nur akzeptiert, wenn das neue Toggle-Bit vom alten abweicht. Ist die Übertragungsstrecke gestört (z.B. eine Person geht zwischen der IR-Sende-und Empfängerdiode hindurch), wird sich der Zustand der Toggle-Bits nicht ändern. Daraus erkennt der Empfänger, daß keine erneute Tastenbetätigung vorliegt. Dem Anwender wird diese Verriegelung vor allen Dingen bei Videotextbetrieb angenehm auffallen.

Nach Ausgabe der Toggle-Bits, welche gleichzeitig die Referenzzeit für den Empfänger beinhalten, wird mit S2, S1 und S0 als Adresse die Datenausgabe fortgesetzt. Die Adresse ist auf 3 x High festgelegt. Mit den restlichen 6 Datenbits erfolgt die Befehlssteuerung.

Das 11-Bit-Datenwort verläßt IC1 an Pin 1 und gelangt über R1, R2 auf die Basis der Endstufentransistoren T1, T2. Werden diese durchgesteuert, so fließt ausgehend vom Elko C3 jeweils ein Strom von ca. 1A durch die IR-Sendedioden und die Transistoren nach Masse. Während der Impulspausen lädt sich C3 über den Entkopplungswiderstand R5 wieder auf.
Die Sendefrequenz wird durch die IR-Sendedioden auf 950 nm festgelegt. Die Reichweite des Übertragungssystems liegt bei ca. 15 m.

3. IR-Vorverstärker

Der IR-Vorverstärker dient der Aufbereitung der empfangenen IR-Signale. Der Ausgang des Vorverstärkers ist direkt mit dem "Interrupt" des Mikroprozessors verbunden, welcher die logische Auswertung der ankommenden Impulse vornimmt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß Störsignale weitgehend unterdrückt werden.

Besonderheiten:

- Funktionsfähigkeit auch bei direkter Sonneneinstrahlung.
- Optimale Unterdrückung von Störsendern, wie z. B. Leuchtstofflampen, IR-Tonübertragung und gedimmten Glühlampen.

Die Empfangsdiode DA01 wandelt die ankommenden Infrarotimpulse in eine elektrische Größe um. Ihr Innenwiderstand wird durch das einfallende Licht bestimmt. Dieser Wert liegt bei Dunkelheit im MegaOhm-Bereich, während er bei Sonneneinstrahlung nur einige KiloOhm beträgt. Damit über den gesamten Bereich der Arbeitspunkt von DA01 optimal liegt, ist TA01 als variabler Arbeitswiderstand zwischengeschaltet. Die Regelstufe ist so ausgelegt, daß sie nur auf gleichstrommäßige bzw. niederfrequente Signale reagiert. CA01 koppelt die Wechselspannungskomponente zum nachgeschalteten, dreistufigen Bandpaßverstärker mit TA03, TA07 und TA08. Ihre Emitterbeschaltung hat Tiefpaß-Charakteristik und legt die untere Grenzfrequenz auf ca. 6 kHz fest. Somit werden die tiefliegenden Störsignalanteile unterdrückt.
Die Emitterwiderstände RA07, RA08 und RA11 dienen der Arbeitspunktstabilisierung. Der Arbeitspunkt ist durch den Spannungsteiler RA03 und RA02 festgelegt. Der Arbeitswiderstand von TA08 mit LA09, CA08 ist als selektiver Kreis auf die Grundwelle der Sendeimpulse von 56 kHz abgestimmt. Dadurch erhält der Verstärker Bandpaß-Charakteristik.

These data are fed to the modulation counter by means of a data multiplexer. The modulation counter generates an 11-bit data word in pulse interval modulation. By means of an amplifier, the data word is decoupled and made available at the output, pin 1.

The word internal is 121 ms.
T_1 and T_0 are toggle bits. The toggle bits alternate with every new key actuation, i.e. a new command is accepted by the receiver only if the toggle bit differs from its predecessor.

If interference is encountered in the transmission path (for example, is a person enters the area between the infra-red transmitter and detecting diodes), the status of the toggle bits remains unaltered. Thus the receive recognises that no further key actuation has occured. This interlocking features is useful especially during command control of the teletext decoder. After transmission of the toggle bits which simultaneously include the reference time for the receiver, the data transmission continues with S2, S1, S0 as address. The address is specified as 3 x "high". The command control is effected with the remaining six data bits. A connection between ADRM (pin 9) and DRV6N (pin 19) programmes the IC for flash mode transmission. The wavelength for transmission is set at 950 nm by means of the IR transmitting diode for a spatial range of about 15 m.

3. IR Receiver

In the IR receiver, the following functions are performed:

- Infra-red detection.
- Narrow-band reception.
- Selective amplification.
- Pulse-shaping.

The circuit has been designed in such a way that interfering signals are extensively suppressed. Special features are:

- ability to operate properly even with direct exposure to sunlight.
- suppression of interference from spurious sources, such as fluorescent lamps, infra-red sound.

The detecting diode, DA01, converts the incoming infra-red pulses into electrical signals. Its internal resistance depends on the incident infra-red radiation. The value is in the mega-ohm range in darkness, and only a few kilo-ohm during exposure to sunlight.
In order to ensure that the ioerating point is optimised over the entire range for DA01, TA01 is included as a variable load resistance. The control stage has been designed to respond only to direct-current or low frequency signals. CA01 couples the alternating voltage component to the 3-stage-bandpass filter consisting of TA03, TA07 and TA08. Their emitter circuitry possesses a low-pass characteristic and sets the lower limiting frequency at about 6 kHz. Thus, the low frequency interfering signal components are suppressed. The emitter resistors, RA07, RA08 and RA11 stabilise the operating point, which is set by the voltage divider consisting of RA03 and RA02.

Der folgende Verstärkerteil mit TA12 ist als Tiefpaß ausgelegt, so daß höherfrequente Störanteile abgekappt werden. Die nachfolgende Treiberstufe mit TA13 hat drei Aufgaben: Sie dient als Treiberstufe, Spitzenwertgleichrichter und zur Regelspannungsgewinnung für die automatische Verstärkungsregelung. Die Zeitkonstante von RA16, CA14 ist kleiner als 5 ms und somit kürzer als der kleinste Impulsabstand des IR-Senders. Mit dieser Spitzenwertgleichrichtung ist sichergestellt, daß Störsignale, die kleiner sind als die Nutzsignalamplitude, nicht übertragen werden.

Der Kondensator CA19 bildet in Verbindung mit RA14 ein Tiefpaß, der kurzzeitige Störimpulsspitzen begrenzt. Ein weiteres Zeitkonstantenglied mit RA19, CA19 dient zur Verbreiterung der Ausgangsimpulse auf ca. 20 µs, damit über den Schalttransistor TA22 eine sichere "Interrupt"-Auslösung im Mikrocomputer gewährleistet ist. Die automatische Verstärkungsregelung ist so dimensioniert, daß TA08 in der letzten Verstärkerstufe nicht übersteuert wird. Von CA14 über RA16, RA17 gelangt die "AGC" direkt über die Regelstufe mit TA06 in den Verstärker TA07. Die Regelzeitkonstante bestimmen CA14, RA16 und RA17. Dieser großen Regelzeitkonstante liegt über DA09 ein schnellerer Regelzweig parallel. Er dient dazu, sehr große Signale sofort auszuregeln, damit diese nicht den Verstärker TA12, bzw. den Spitzenwertgleichrichter TA13, RA16, CA14 zustopfen, bevor die eigentliche Regelung einsetzt. Dieser Regelzweig ist nur bei sehr großen Signalen wirksam. Das RC-Glied RA24, CA24 dient zur groben Siebung der Betriebsspannung. RA10 und CA03 glätten zusätzlich die Betriebsspannungen der ersten Verstärkerstufen.

4. Mikrocomputergesteuerte Bedienungselektronik

Der auf dem Hauptchassis befindliche Ein-Chip-Mikrocomputer IR01 weist mit seiner 4 MHz-Taktfrequenz eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit des vielseitigen Programmes auf. Die Erläuterung der Besonderheiten, d.h. der Software des Mikrocomputers, würde den Rahmen dieser Schaltungsbeschreibung sprengen. Diese Information kann der Bedienungsanleitung entnommen werden.
Wie aus dem Schaltbild ersichtlich, liefert das Netzteil im Stand-by-Betrieb die Betriebsspannung U2 mit ca. 10 V. Sie gelangt an die Stand-by-LED GE01 und über DR83, den Längstransistor TR82, DR82 auf 5 V stabilisiert an den VDD-Eingang, Pin 42, des Mikrocomputers sowie zum IR-Vorverstärker. Bei fehlender Netzspannung versorgt der Akku XR81, den Mikrocomputer mit einer Stützspannung von 2,4 V. Auch am Reset-Eingang, Pin 33, liegt diese Spannung an, während der Hold-Eingang, Pin 34, auf LOW gesetzt ist. Damit ist sichergestellt, daß auch bei Stromausfall die im RAM abgelegten 40 Programmplatzdaten und die vom Anwender gewählten Bild- bzw. Toneinstellungen gespeichert bleiben.
Dem IR-Eingang, Pin 35, wird bei aktiver Fernbedienung vom IR-Vorverstärker ein 11-Bit-Datenwort zugeführt. Nur wenn dieses in das vom uC vorgegebene Zeitfenster paßt und mit der richtigen Adresse versehen ist, wird der Befehl akzeptiert. Nach Betätigung des Netzschalters steht sofort an Pin 42 (VDD) 5 V. Jetzt schwingt der IC-interne-4-MHz-Taktoszillator CPG. Zeitverzögert über DR78 schalten TR77, TR76 durch und setzen den Hold-Eingang, Pin 34, auf High-Pegel. Der Spannungsanstieg am Kollektor des TR76 gelangt als positiver Impuls über CR73, RR73 an die Basis von TR73 und schaltet diesen kurz durch. Dieser Low-Level-Pegel erzeugt den RESET. Damit ist gewährleistet, daß bei Betriebsaufnahme des µC die Betriebsspannung und die Clock-Frequenz korrekt vorliegen.

The working impedance of TA08 with LA09 and CA08 is tuned as a selective circuit to the fundamental frequency of 56kHz for the transmitted pulse. A band-pass characteristic is thus imported to the amplifier. The following amplifier section with TA12 has been designed as a low-pass filter, highter-frequency interfering components are thus suppressed.
The following driving stage with TA13 performs 3 functions:
It serves as a driving stage, peak-value rectifier and control voltage gain for the automatic gain control.
The time constant of RA16 and CA14 is less than 5ms, and thus is shorter than the shortest pulse interval for the infra-red transmitter. This peak-value rectifier ensures that the interfering signals below the useful signal amplitude are not transmitted.
A combination of RA14 and CA19 constitutes a low-pass filter which limits the interfering transient pulse peaks. A further time constant component comprising RA19 and CA19 broaden the output pulses to about 20 µs, in order to ensure reliable "interrupt" triggering in the micro-computer by means of the switching transistor, TA22.
An automatic gain control has been designed in such a way that TA08 in the final amplification stage is not over modulated. The AGC is transmitted from CA14 through RA16 and RA17 directly to the amplifier, TA07, by way of the control stage with TA06. The control time constant is determined by CA14, RA16 and RA17. An even faster control branch involving DA09 is connected in parallel to the large control time constant whose purpose is to immediately control very strong signals, thus preventing them from overloading the amplifier, TA12 or the peak value rectifier comprising of TA13, RA16 and CA14 before the intrinsic control function becomes effective. This control branch is effective only for very strong signals.
The RC network consisting of RA24 and CA24 serves as a coarse filter for the operating voltage. RA10 and CA03 provide additional smoothing of the operating voltages for the first amplifier stages.

4. Electronic Control System

The heart of the control system is a high speed and performance 4-bit single chip microprocessor IR01, with built-in display-on-screen circuit designed to meet applications in digital tuning systems for TV set. It operates at a clock frequency of 4 MHz.
When the set is switched on, CR76 is charged up via RR83. TR82 acts as a series regulator whose base voltage is fixed to about 6,2 volts in normal operating by DR78 - RR78 and base-emitter junction of TR77. From this reference voltage a supply voltage of 5 volts (= 6,2 - VBE TR82 - VF DR82) is derived at the cathode of DR82 for the microprocessor (Pin 42).
At switch on this supply voltage will build up to + 5 volts following (but lower by 1,2 volt) the voltage rising across CR76. As soon as the voltage across CR76 reaches 6,2 volts, TR77 will turn on and switch on TR76. A "high" voltage (+ 5 volts) is generated at the collector of TR76 and fed to PIN 34 (HOLD) of IR01 via RR72. Clock oscillation for IR01 starts at the rising edge of the HOLD level.
In order to ensure proper operation of the microprocessor, it has to be reset by applying a low level pulse at PIN 33. But resetting must not be performed before clock oscillation has built up to stabilized operation : a warm-up period is necessary for the oscillation. Therefore, a delay between the HOLD signal and the RESET pulse is provided by CR73 - RR73 - CR74. When collector of TR76 turns "high", current will flow through CR73, RR73 and CR74. TR73 will not turn on immediately by only when the voltage across CR73 reaches 0,6 V. If so, TR73 switches on and applies a low level via RR71 to PIN 33 (RESET) of IR01. When CR73 is fully charged no current will flow through it, TR73 will turn off and PIN 33 (RESET) of IR01 will go "high". Reseting is then completed.

Der Einschaltbefehl für den Vollbetrieb erfolgt entweder über das Nahbedienfeld, den IR-Eingang, oder durch die Schaltspannung eines Videorecorders an Pin 6 des Mikrocomputers. Als erstes prüft der µC, auf welchem Wege der Einschaltbefehl erfolgt. Liegt kein IR-Signal an und wurde auch der Netz-Flip-Flop (ON/OFF, Pin 20) nicht vom Nahbedienfeld gesetzt, so lag eine Netzunterbrechung vor. Diese kann auch durch Aus- und Einschalten mittels Netzschalter erfolgt sein. Nun prüft der µC, ob das Gerät vor der Netzunterbrechung im Stand-by oder Ein-Betriebszustand war. Im letzteren Fall bleibt es auf dem gewählten Programmplatz eingeschaltet, im anderen Fall schaltet der µC auf Stand-by. Die Einschaltfunktion steuert der µC mittels eines Low-Pegels an Pin 20, TR16 schaltet mit TR17 durch, der die am Emitter liegende Stand-by-Spannung von ca. 10 V zum Multifunktionsprozessor IV01, Pin 40 liefert.

Dem Einschaltbefehl folgen über den I/O-Serialport, Pin 40, 58 Bit-Worte, begleitet vom Clock-Impulsen an Pin 41. Dieser I^{2}C-Bus bestimmt mit dem ersten Byte die Adresse zur Befehlssteuerung der PLL oder des VT-Decoders. Dem zweiten Kontrollbyte folgt das Byte für die Bandwahl. Byte 4 und 5 legt das Teilerverhältnis in der PLL zur Gewinnung der Tuner-Abstimmspannung fest. Der D/A-Wandler verfügt über einen Fünf-Kanal-Impulsbreiten-Modulator, dessen Grundfrequenz für den Tint-Ausgang, Pin 1, bei 7,9 kHz liegt.

Für den Kontrast, Pin 2, Color, Pin 3, Helligkeit, Pin 4, und Lautstärke, Pin 5, liegt die Grundfrequenz bei 31,5 kHz. Alle fünf Ausgangssignale lassen sich Feinstufig in 64 Schritten verändern. Nachgeschaltete RC-Glieder bilden daraus variable Steuerspannungen für die entsprechenden Funktionen. Die Lautstärkeregelung, wie auch die Betriebsartenwahl Stereo, Mono, 2-Ton erfolgt bei Stereogeräten über den I^{2}C-Bus. Anstelle der früher angewandten Anzeige-LED's findet bei diesem Chassiskonzept das komfortable IMC-System Anwendung. Sämtliche Bedien- und Programmiervorgänge werden großflächig auf dem Bildschirm dargestellt. Die Steuerung übernimmt auch hier der Mikrocomputer IR01. Von den RGB-Ausgängen, Pin 22, 23, 24, erfolgt über den Multifunktionsprozessor IV01 die Ansteuerung der Bildröhre. Das Y-Blank-Signal von Pin 25 tastet während der Einblendzeit den Bildhintergrund schwarz. In zwei Linien können je 16 Zeichen, mit einer Auflösung von je 64 Bildpunkten in 7 verschiedenen Farben, zur Anzeige gebracht werden. Die Vertikal- bzw. Horizontal-Positionierung der Einblendung ist im Mikrocomputer festgelegt und kann nicht verändert werden. Zur Synchronisation liegt an Pin 26 ein Horizontal-Impuls und an Pin27, 38 ein Vertikalimpuls an. Mit LR03 an Pin28, 29 kann die Zeilenlänge der Einblendung bestimmt werden.

Wie schon erwähnt, liefert ein über die Euro-AV-Buchse angeschlossener Videorecorder im Wiedergabebetrieb an den Pin 8 der Euro-AV-Buchse eine 12 V-Schaltspannung, welche über RR64 an Pin 6 den Einschaltbefehl gibt. AV detect, Pin 7, nimmt Low-Pegel (L) an und gibt auf die AV-Interface-Platte den Video- und Audiosignalweg frei zur Übertragung der an der Euro-AV-Buchse liegenden Signale. Die Normerkennung des Mikrocomputers erfolgt über Pin 17 und Pin 18. Entsprechend der Beschaltung von RR93 bis RR97 ist das "IMC"-Menü für Single-Norm oder Multi-Norm aktiviert. Pin 19 liefert im NTSC-Mode Low-Pegel. Ein High-Pegel (H), geliefert vom Multifunktionsprozessor IV01 an Pin 8 des Mikrocomputers, paßt das "IMC"-Menü der 60 Hz Ablenkfrequenz an. Low-Pegel an Pin 37 schaltet auf den Stereodecoder den FM-Ton stumm und aktiviert bei entsprechender Beschaltung den AM-Ton-Signalweg. Pin 35 ist direkt mit der Mute-Schaltung verbunden. Während der Sendersuchlauf-Funktion ist der Ton durch Low-Pegel stumm gesteuert. Ein High-Pegel signalisiert dem Mikrocomputer das Auffinden eines Senders und hält den Sendersuchlauf an.

When the set is switched off, the microprocessor goes to the HOLD operation mode. Pin 34 is first held "low" and the microprocessor will send a command with the level release mode into the Hold Command Register (OP10). VDD drops to 2,4 V and the microprocessor is held in the backup mode. During this HOLD operation mode, pin 33 (RESET) must be "high". Reset operation has the highest priority. If pin 33 becomes low, operation mode to the CPU is changed to RESET operation. To keep the contents of the RAM area during the RESET operation, i.e. when set is switched on, VDD must be more than 4,5V.

When the set is in standby mode, voltage level at pin 20 is "high". TR16 and TR17 will be turned off. Voltage at pin 40 of IV01 is low and the horizontal deflection stage will be shut down. Also the + 15 V supply will drop to about + 10 V but the supply to the microprocessor is being maintained at about + 5 V by DR78, TR77, TR82 and DR82.

At normal operation, pin 20 is "low" and both TR16 and TR17 are switched on. The + 15 V supply will appear at pin 40 but is clamped to 9 V by DL46. Horizontal deflection stage will start up.

After the start-up command the I/O serialport (I^{2}C-Bus) is activated. Via pin 40 and pin 41 data (58-bit words) and clocksignal are supplied to the tuner PLL and Teletext decoder.

A D/A converter with a 5-channel pulse-width-modulator delivers control signals to the control stages for tint, contrast, color,brightness and volume. All five signals can be adjusted in 64 steps. RC combinations integrate the puls-width-modulated signals to variable DC voltages.

For stereo sets audio volume, balance and the mode select functions for mono/stereo/bilingual are controlled by the I^{2}C-Bus.

Instead of the previously used LED displays this chassis is equipped with a comfortable On-Screen-Display.

All control and programming functions are visualised by means of large menues on the screen. The necessary signals are also generated in the microcomputer IR01. Coming out of the RGB output terminals, pins 22, 23 and 24, the signals are processed in multifunction processor IV01 and then go to the picture tube. Y-Blank-signal, Pin 25, superimposes a black background during the RGB insertation.

In each of the two available lines up to 16 characters in 7 colors can be displayed in a 64-point resolution. The vertical and horizontal position of the insertation is fixed (by the microcomputer's software) and cannot be changed. To synchronise the insertation a horizontal (pin 26) and vertical sync (pins 27, 38) are provided. With LT03 (pins 28, 29) the correct line linearity can be adjusted.

Coming from a video tape recorder in playback mode a 12 V switching voltage at the pin 8 of the SCART connector goes to pin 6 and switches the TV set from stand-by to on. AV detect, at pin 7, goes low and selects the the SCART connector as the audio and video input source.

The detection of different standards is carried out by means of pins 17 and 18. Depending on the combination of RR93 to RR97 a multi-standard or single-standard On-Screen-Menue is activated. Pin 19 delivers a low level in case of NTSC. A high level on pin 8 of IR01 adapts the menue to the 60 Hz vertical deflection frequency.

Low level on pin 37 can mute the FM audio and activate AM audio for SECAM L (if implemented).

Pin 35 is connected to the sync-detect (or 'mute-') stage. During station search mode a low level mutes the audio signal. A high level indicates a detected station and stops the search mode. A missing video signal starts an internal timer that switches the TV set off to stand-by after about five minutes.

The use of the local keyboard is detected by pins 13 to 16. 'TEST'-pin 30 is used only during production.

Eine IC-interne Zeitschleife schaltet das Gerät bei fehlendem Videosignal nach ca. 5 Minuten in den Stand-by-Mode (Schlummerfunktion).
Bei Betätigung einer Taste des Nahbedienteils gelangen Impulse zur Befehlssteuerung vom A/D-Konverter in den Keyboard-Input-Port, Pin 13, 14, 15, 16. Anschluß Pin 30 "TEST" wird ausschließlich für produktionsseitig eingespeiste Prüfprogramme genutzt.

5. VHF/UHF-Tuner mit PLL

5.1 Allgemeines

Das HF-Empfangsteil besteht aus einem UHF/VHF-Tuner mit eingebauter PLL. Es ist durch ein Metallgehäuse störstrahlungssicher neben der ZF-Verstärker-Baugruppe auf dem Chassis angeordnet. Der für die Norm B/G konzipierte Tuner verarbeitet folgende Frequenzbereiche:

- Band I 48,25.... 84,25 MHz
- Band III 126,25...294,25 MHz
- Band IV/V 471,25...855,25 MHz

Das HF-Eingangssignal wird aufgesplittet und zum UHF- bzw. VHF-Tuner geführt. LH26 und CH02 koppeln das UHF-Signal in die Eingangsfilter LH01, DH01 und CH03. Über CH01 erhält der MOSFET-Transistor TH04 am Gate das Signal. Sein Source-Potential ist durch die UHF-Bandumschaltspannung von TI11 über RH07, RH04 und RH06 festgelegt. CH06 entkoppelt das nun vorverstärkte UHF-Signal zum HF-Zweipolfilter, bestehend aus DH01, CH07, LH07, DH01, CH08 und LH08. Die Mischstufe mit TH14 bildet aus dem Eingangssignal und dem von TH16 über CH17 kommenden Oszillatorsignal am Emitter das ZF-Signal. Der 1. ZF-Kreis CH44, LH44, CH45, LH43 koppelt das ZF-Signal über DH46, RH46, CH86 und den Emitterfolger TH93 niederohmig über Anschluß 3 des Tuners zum ZF-Modul, Anschluß 1. Im VHF-Signalweg liegt zunächst mit CH31, LH31 ein ZF- Sperrkreis. Ihm folgt ein mit DH58 für Band I und III umschaltbares Tiefpaßfilter, bestehend aus CH58, LH58, LH59, CH59, LH61, LH62, DH61, LH57, DH57, CH61. Die obere Grenzfrequenz liegt bei 300 MHz. Die Dioden DH55 und DH56 schützen den MOSFET-Transistor TH65 vor Spannungsspitzen. TH65 ist als erste Verstärkerstufe dem Tiefpaß nachgeschaltet. Das ZF-Modul liefert den beiden Vorstufentransistoren TH65, TH04 eine AGC-Regelspannung, zum Schutz vor Übersteuerung. Das in TH65 verstärkte Signal wird über das für Band I und III umschaltbare und mit DH57, DH57 abgestimmte Zweipolfilter dem Mischtransistor TH75 zugeführt. Transistor TH87 arbeitet als Oszillator. Dieser koppelt seine Frequenz über RH87, CH87, CH78 zum VHF-Eingangssignal an die Basis des Mischers TH75. Ein Zweipolfilter mit CH77, LH81, CH84, LH82, CH83 liefert das vom Mischtransistor kommende ZF-Signal über die Entkopplungsdiode DH83 zur ersten ZF-Verstärkerstufe TH93.

5. VHF/UHF Tuner and PLL

5.1 General

The tuner used in this chassis is a combined VHF and UHF tuner with electronic tuning and band switching. It is housed in a small metal box with F-pins to interface to the chassis. The frequency range is

- Band I 48,25... 84,25 MHz
- Band III 126,25...294,25 MHz
- UHF 471,25....855,25 MHz.

The antenna signal to the tuner is split into 2 ways; one for VHF and the other for UHF.
For VHF, the signal will pass through the IF trap consisting of CH31 and LH31, in series with a low pass filter LH55, CH55 and LH56. This filter will prevent frequencies higher than 300 MHz from entering the tuned filter. Switching between band I and III is realised by CH58, LH58, LH59, CH59, LH61 LH62, DH61, LH57, DH57,CH61.
MOSFET amplifier, TH65, amplifies the VHF signal with AGC control from pin 1 and the amplified signal drives the 2-pole filter which is also switched between Band I and III by the following components: Band I: DH57, CH66, LH68, LH71, LH73, CH72 and DH57
Band III: DH57, CH66, LH66, LH67, CH69, LH72, CH73, CH57, CH72 and DH57.
TH87 functions as an oscillator by switching diode, DH97. The output of the oscillator is coupled to the PLL IC, II06, at pin 4 via CI08 for frequency synthesising function. At the same time, the output is also connected to the base of the mixer, TH75 via CH78. The mixer also receives the RF signal through CH75 and DH75. The output of the mixer is coupled to the 2-pole IF filter consisting of CH77, LH81, CH84, LH82 and CH83.

For UHF, LH26 and CH02 decouple signal from VHF and feed into the tuned filter LH01, DH01 and CH03. Then decoupling through CH01, the signal is amplified with AGC control by the MOSFET amplifier TH04. The source voltage of TH04 is kept relatively constant by the divider RH07, RH04, and RH06. The output of the amplifier is coupled by CH06 to the 2-pole RF filter comprising DH01, CH07 and LH07 as primary filter and DH01, CH08 and LH08 as secondary filter.
The output from the oscillator, TH16, is loose coupled to pin 4 of II06 by RI05 and CI05. The output also goes to the mixer TH14 via CH17. At the same time, the mixer also receives RF signal via CH11. The output of the mixer is coupled to the IF filter comprising CH44, LH 44, CH45, LH43, DH46 and CH46.

The VHF and UHF sections are decoupled by means of DH46 and DH83 and interfaced to the IF output pin by the emitter follower, TH 93, which achieves 75 ohms without losing any gain.
Programmable bandswitching and channel selection is automatically executed by means of I^2C bus (data and clock) at pins 14 and 15 of II06 from the microprocessor IR01 of main chassis. It uses a 7,8125 kHz reference frequency and 62,5 kHz frequency step.
Frequency synthesis is a technique for generating the oscillator signals needed for the mixers of the VHF and UHF tuners without the use of mechanical switching of coils or capacitors. The heart of this system is the phase locked loop.

5.2 PLL-Schaltung

Das hier angewandte Schaltungskonzept beinhaltet eine 1-Chip-PLL mit integriertem Vorteiler und drei Bandwahlausgängen (Bd. I, Bd. III, UHF). Für einen Tunerabstimmvorgang liefert der Bedienteilmikrocomputer über den Daten-Bus die Teiler- und Banddaten in vier 15 Bit-Schieberegister des PLL-IC's II06, Pin 14/15. Dieser Vorgang erfolgt mit jedem Kanal- bzw. Programmplatzaufruf erneut und wiederholt sich periodisch. Der I^{2}C-Bus beinhaltet zum Abruf eines Programmplatzes für fünf Byte. Byte 1 gibt die Adresse, Byte 2 und 3 beinhalten Kontrollbits und die Bandinformation, Byte 4 und 5 legen die Abstimmspannung an Pin 1 und damit die Empfangsfrequenz fest

Die Bandwahl-Transistoren TI14, Bd.I, TI13, Bd.III und TI11, UHF, werden vom PLL-IC aktiviert. Aus dem am Pin 4 anliegenden Oszillatorsignal und dem 4-MHz-Referenzsignal (Pin 16) wird eine Vergleichsgröße für die Tunerabstimmung gebildet und dem Operationsverstärker an Pin 18 zugeführt. Dieser arbeitet als Schalter und wirkt für die über RI10 an Pin 2 liegende 30 V-Spannung als steuerbarer Lastwiderstand. Somit steht für den Tuner eine Abstimmspannung von 0,5 bis 30 V zur Verfügung.

Verändert sich infolge eines Abstimmvorganges, datenbusgesteuert, die Frequenz am Ausgang des programmierbaren Teilers, so wird über die Abstimmspannung der Tuneroszillator so lange nachgesteuert, bis Oszillator- und herunter geteilt Quarzfrequenz wieder identisch sind.

Der kleinste Abstimmschritt beträgt 62,5 kHz. Dies bedeutet, daß in 112 Feintuningschritten die 7-MHz-Bandbreite des VHF-Normrasters durchgestimmt werden kann.

5.3 ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker besteht aus dem zur Entkopplung dienenden Emitterfolger TH93 im Tuner, dem Vorverstärker TI10 mit nachgeschaltetem Oberflächenwellenfilter FI19, für das Bild und QI30 für den Ton. Das Oberflächenwellenfilter ersetzt aufgrund seiner physikalischen und elektrischen Eigenschaften herkömmliche LC-Kreise in der ZF-Signalverarbeitung. Am Ausgang von QI30 stehen für die Tonsignalverarbeitung selektiv der Bildträger mit 38,9 MHz und der Tonträger mit 33,4 MHz zur Verfügung. Die Ausgänge Pin 4, Pin 5, des FI19 koppeln das Bild-ZF-Signal symmetrisch an das Bild-ZF-IC II20. Ein dreistufiger geregelter Breitbandverstärker führt das ZF-Signal in den bildträgergesteuerten Demodulator, dessen externer Resonanzkreis FI20 auf 38,9 MHz abgeglichen ist. Über einen zweistufigen Videoverstärker mit Tiefpaßcharakteristik wird das Videosignal an Pin 11 zur weiteren Signalverarbeitung ausgekoppelt. Mit PS21 einstellbar, erhalten die HF-Vorstufen im Tuner vom Anschluß 5 des ZF-Blocks die verzögerte AGC. Eine AFC ist wegen des Frequenz-Synthesizer-Abstimmsystemes nicht erforderlich. Die Ton-ZF-Signalverarbeitung nimmt IC II71 vor. Hier werden nach dem Quasi-Parallelton-Verfahren Bild- und Tonträger zusammengeführt. Der Schwingkreis FI30 an Pin 8 und 9 liefert die zur Demodulation erforderliche Trägerfrequenz. An Pin 12 steht zur weiteren Tonsignalverarbeitung das Ton-ZF-Signal mit 5,5 MHz und bei Stereo zusätzlich mit 5,74 MHz zur Verfügung.

5.2 PLL Circuit

The here used concept comprises a one chip PLL with integrated prescaler and three band selection outputs (Band I, III, UHF).

For a tuning cycle the data for frequency dividers and the band selector are loaded into four 15 bit shift registers within PLL IC II06. The data are coming from the keyboard microcomputer via the I^{2}C bus (pins 14/15). This cycle is fulfilled with every change of the channel or program and is repeated periodicly. The I^{2}C bus uses 5 bytes for one cycle. Byte 1 transferes the adress, bytes 2 and 3 are control bits and band selection and 2 bytes defines the tuning voltage. The band selection register controls the band switching transistor TI14 (Bd. I), TI13 (Bd. III) and TI11 (UHF).

Out of the local oscillator frequency (pin 4) and a 4 MHz reference signal (pin 16) a comparison signal is generated and fed to the operation amplifier (pin 18). This op amp functions as a switch and works with RL10 (pin 2) as a variable load to the 30 V DC voltage. A tuning cycle is performed by changing the output frequency of the programable divider (by changing the dividing ratio).

Now the tuning voltage is altered until the frequency of the down devided local oscillator and the down devided (4 MHz : 512) reference frequency are equal (7,8125 kHz). The smallest frequency step is 62,5 kHz (fine tuning).

5.3 IF Module

The IF signal from the tuner arrives at pin 1 of the IF module. It is coupled to the amplifier TS03 by CS01. The amplifier is necessary to make up for the signal loss producted by the SAW filter LI05 is for impedance matching. The amplified signal then goes into the SAW filter, FS19.

After the SAW filter, the signal goes into the IC, IS 10. This IC, LA7550, is a PLL type IC with full synchronous detection system. It contains as a speciality a voltage controlled oscillator, VCO, to generate the picture carrier for the quasi-sychrone demodulation. The reference frequency is generated by the alignment of the tuned circuit, FS31. After demodulation, the composite video signal passes through the video amplifier (in the IC) and appear at pin 21. The signal is then separated into 2 paths:

One path is to the muting circuit and another path is to the 6,0 MHz trap comprising CV64, CV66 and LV66, then continues to the variable 5,5 MHz trap comprising CV63, LV63 and RV63 and proceeds to the chroma circuit via the divider circuit RV62 and RV61.

At pin 21, the video composite signal is separated via LS32, RS32 and CS32 and is available at pin 6 of the module. The sound IF signal which is also at pin 21 of IS10 is led through RS35, CS38 and the ceramic bandpass filter, QS38 to pin 24 of IS10. This sound IF signal is amplitude limited and then FM demodulation in the IC and output at pin 1. It is then transferred to SCART out (pin 7 of the module) via RS11 and LS11. This signal will go to the sound switch and return to SCART in (pin 14 of the module). It is fed into the internal attenuator via pin 3 of IS10. This attenuator is controlled by the DC voltage coming from pin 13 of the module. It is then output to pin 5 of IS10 via the internal amplifier and available at pin 10 of the module via LS16.

The AGC applies the peak value detection and comparison system, with an internal reference level. The control voltage by PS21 will allow the tuner AGC to make over the IF AGC control through pin 5 of the module in order to achieve consistent video composite output level.

6. Tonsignalverarbeitung

6.1.1 Ton-Demodulation

Das Ton-Modul beinhaltet folgende Funktionsgruppen:

- Zwei FM-ZF-Verstärker mit Demodulator (TBA 120 UB)
- Pilotfrequenz-Decoder für Stereo und Zweiton mit Matrix zur Trennung der links-rechts-Information (TDA 6600)
- I^2C-Bus gesteuerter Klangeinsteller mit Raumklang-Teil und Audio-Extern-Eingang

6.1.2 Demodulator

Am Eingang BA04, Anschluß 10, des Stereodecoder-Moduls stehen die Ton-ZF-Frequenzen 5,5 MHz und 5,7 MHz (bei Stereo/Zweiton) oder 6,5 MHz bei OIRT-Ton-Sendern frequenzmoduliert zur Verfügung. Da ohne Schaltinformation im Falle anstehender 6,5 MHz-ZF, auch diese demoduliert werden soll, ist im 5,5 MHz-Eingangszweig mit QS01 ein 6,5 MHz Keramikfilter OS09 parallel geschaltet und in Serie zu dem 5,5 MHz Referenzkreis (FS08/CS08) ein auf 6,5 MHz abgestimmter Schwingkreis (FS10/CS10) hinzugekommen (Achtung, dies gilt nur für Geräte, die mit der Empfangsmöglichkeit für OIRT-Sender werkseitig ausgestattet sind!). Die Kreise sind so bedämpft, daß die abgegebene NF gerade mit der für optimale Aussteuerung benötigten Amplitude des nachfolgenden IC IS30 übereinstimmt.
Über eine Diodenmatrik (DS01/DS02/DS03/ DS04/DS11) können die Demodulator-IC's IS10 und IS01 mit Low-Pegel an Pin 2 über drei Steuerwege gemutet werden:

- 1. Von der Mute Schaltung über DS03.
- 2. Datenbus gesteuert über DS04.
- 3. Ton-Standard gesteuert vom Mikrocomputer IR01 über DS02.

Bei Geräten in Multistandard-Version können z.B. demodulierte AM-Tonsignale als NF an Pin 3 des IC IS01 eingespeist werden. Von Pin 8 der IC's TBA 120 UB werden die NF-Signale zum Stereodecoder-IC TDA 6600 geliefert.

6.2 Stereodecoder

Im Stereo-Mode gelangt an IC IS30, Pin 23, das L + R-Signal und an Pin 21 das 2R-Signal, begleitet vom modulierten 54 kHz Pilotton. Hier werden in der Stereo-Matrix die Rechts- und Links-Signale aufbereitet, sowie im Zweiton-Betrieb die Kanäle 1 und 2 getrennt. Die Ausgänge Pin 2 und Pin 6 liefern das NF-Signal.
Die IC-interne digitale Auswertung Stereo/Mono/Zweiton liefert die Information an die Matrix und an den Vier-Pegel-Ein/Ausgang, Pin 7. Datenbus signalisiert IC IS60 von Pin 2 kommend an Pin 7 mit OV Zwangs-Mono. IC IS30 hingegen liefert über Pin 7 bei Stereo 6V, bei Zweiton 3 V und bei Mono 1,3 V.

6.3 Klangeinsteller

Die Steuerung des IC IS60 erfolgt durch den I^2C-Bus Pin 24, 25 und die vier Pegelleitung an Pin 2. Am Eingang Pin 1, Pin 3 befindet sich ein zweikanaliger NF-Analogschalter zur Umschaltung zwischen TV-Betrieb oder AV-Wiedergabe. Ein nachfolgender weiterer Schalter dient zur Kanal 1- oder 2-Umschaltung bei Mehrkanaltonsendungen. Als Nächstes im Signalweg folgt die Raumklang-Schaltung, die bei Mono-Signal einen räumlichen, stereoähnlichen Klangeindruck erzeugt. Diese Funktion ist aus- und einschaltbar.
Der Klang- und Lautstärkeeinsteller besteht je Stereokanal aus drei Operationsverstärkern mit elektronischen Potentiometern. Die Lautstärkeeinstellung erfolgt - für beide Kanäle getrennt - in je 64 Schritten. Eine Balance-Einstellung kann somit durch unterschiedliche Einstellung beider Kanäle erfolgen.

6. Audio Stage and Muting Circuit

6.1 Stereo Sound Modul

The stereo module incorporates the following function groups:

- Two FM-IF-amplifiers with demodulator (TBA 120 UB)
- Pilot detector for stereo and bilingual with a matrix for right/left separation (TDA 6600)
- I^2C-Bus controlled tone control with spatial sound and external inputs

6.1.2 Demodulator

At the input BA04, pin 10, to the decoder module the audio IF 5,5 MHz and 5,74 MHz (stereo/bilingual) or 6,5 MHz FM (OIRT audio) are available. In order to demodulate the 6,5 MHz without an additional switching information both 5,5 MHz (QS01) and 6,5 MHz (QS09) ceramic filters are connected parallel and a 6,5 MHz (FS10/CS10) resonant circuit is added in series to the 5,5 MHz reference circuit. The circuits are provided with such an attenuation, that the thus supplied audio signal has the optimal amplitude at the input of following IC IS30.

By means of a diode-matrix (DS01/DS02/ DS03/DS04/DS11) the demodulator-ICs IS10 and IS01 can be muted with their pins 2 by three control paths:

- By the muting circuit via DS03
- By data bus via DS04
- Depending on the audio standard selected with microcomputer IR01 via DS02

In TV sets with multistandard audio, demodulated AM audio can be fed into pin 3 of IS01. Pins 8 of the TBA 120 UB deliver the audio signal to stereodecoder-IC TDA 6600.

6.2 Stereo Decoder

In stereo mode the L+R signal goes via pin 23, the 2R signal and the 54 kHz pilot via pin 21 into IS30. At output pins 2 and 6 the audio signals are available. The internal mono/stereo/bilingual detector delivers an information to the matrix and a four-level in/output pin 7. Controlled by the data bus IC 60 can force mono with 0 V at pin 2. Pin 7/IS30 shows 6 V in stereo mode, 3 V with bilingual and 1,3 V with mono.

6.3 Tone Control

IS60 is controlled by the I^2C-bus (pins 24, 25) and the four-level line at pin 2. Following input pin 1 and 3 a two-channel audio switch to select either TV audio or SCART input is implemented. The next switch selects channel 1/2 in bilingual mode. After that follows the spatial audio circuit, which produces a pseudo-stereophonic sound impression. The spatial audio stage consists out of one operational amplifier and a network for each channel.
Tone and volume control consists out of three op-amps with integated electronic potentiometer for each channel. Volume control is done - for each channel separately - in 64 steps. The loudness function is automaticly provided.

Die gehörrichtige (physiologische) Lautstärkecharakteristik wird durch eine Verknüpfung der Lautstärkeeinstellung mit der Höhen-/Tiefen-Einstellung erreicht. Bei Höhen- und Tiefeneinstellung erreicht man durch Außenbeschaltung mit je einem Kondensator eine einstellbare Anhebung bzw. Absenkung in jeweils 31 Stufen. Durch den Mikrocomputer IR01 wird, ausgehend vom Klang-Einsteller-IC IS60, über den I^2C-Bus die Information Mono/Stereo/Zweiton auf dem Bildschirm eingeblendet. Die Anschlüsse Pin 13, 15 koppeln, galvanisch durch CS61/CS65 getrennt, die so eingestellten NF-Signale zu den NF-Endstufen-IC's IA05/IA25.

6.4 NF-Endstufen

Beide Endstufen sind identisch aufgebaut. Die NF-IC's arbeiten als Operationsverstärker mit Gegenkopplungszweig; sind kurzschlußfest und thermisch geschützt. Die Sinus-Ausgangsleistung beträgt je 10 Watt an 8 Ohm.

Um störende Ausschaltgeräusche im Lautsprecher zu unterdrükken, gelangt vom Mikrocomputer IR01, Pin 20, im Ausschaltmoment ein High-Pegel über RA13/RA15 an die Basis des TA15. Dieser schaltet durch und legt über RA03/RA04, RA23/RA24 Low-Pegel an den NF-Eingang, Pin 1, der IC's. Dadurch werden die NF-Endstufen sofort gesperrt.

6.5 Mute-Schaltung

Die Mute-Schaltung hat zwei Funktionen:

- den Mikroprozessor (IR01) zu signaliesieren den Rücklauf
- Stummschalten des Tones bei fehlendem TV-Eingangssignal.

Bei fehlendem TV-Eingangssignal schaltet das Gerät automatisch nach ca. 5 Minuten in Standby. Das FBAS-Signal kommt von Pin 6 des ZF-Verstärkers und gelangt über RM01 und CM02 auf TM03. TM03 wirkt als Impulstrennstufe und trennt den horizontalen Sync Impuls ab. Dieser wird durch RM 05, CM06 und RM06 differenziert.

TM12, RM12, CM09, RM09, CM07, CM08, und RM 07 stellen einen auf 15,625 kHz abgeglichenen, bedämpften Oszillator dar. Dieser Oszillator kann nicht alleine anschwingen und nur dann anschwingen, wenn er von Impusen seiner eigenen Resonanzfrequenz getriggert wird. Die differenzierten Impuse kommend von CM06 können den Oszillator triggern. Die resultierenden Schwingungen am Kollektor des TM12 werden über CM13 auf die Basis von TM16 gekoppelt. Der Wert von RM12 ist so gewählt, daß der Kreis nur mit Hilfe der ankommenden Synchronimpulse schwingen kann. Die Schwingungen werden mit CM13 auf TM16 gekoppelt. TM16, TM18, CM17, RM17, RM16, und RM 18 setzen diese in einen Gleichspannungspegel von ca. 11 V am Kollektor TM18 um. TM16 wird periodisch leitend und lädt CM17 über RM17. CM17 und RM17 integrieren die Gleichspannung um TM18 durchzuschalten. Die Gleichspannung über Pin 12 des ZF-Moduls die Freigabe des Tones über Spannungsteiler RM22 und RR29 und Widerstand RR28 gelangt die Gleichspannung an den Pin 36 des Bedienteilprozessors IR01, um den Suchlauf zu beenden.

7. Videosignalverarbeitung

7.1 FBAS-Signal

Vom Ausgang 6 des ZF-Verstärkers gelangt das FBAS-Signal über die 5,5 MHz-Sperre (Tonträger) CV63, LV63, RV63 und RV62 zum Anschluß 13 der Euro-AV-Interfaceplatte. Mit CE11 entkoppelt, wird das FBAS-Signal von Pin 3 des IC IE10 über Pin 2 und RE11 niederohmig an die Euro-AV-Buchse, Anschluß 19, geführt. Externe Video-Signale werden am Anschluß 20 der Euro-AV-Buchse eingespeist. Liegt, vom Mikrocomputer IR01 kommend, am Anschluß 7 der Euro-AV-Platine High-Pegel, so schaltet der Transistor TE10 durch und legt Low-Pegel an Pin 5 des IE10.

Pins 13 and 10 supply, galvanic isolated by CS61/CS65, the audio signal to the power amplifier-ICs IA05/IA25.

6.4 Audio Output Stages

The output stages for both channels are identical. The ICs work as operational amplifiers with a feedback path. They are short circuit proof and have a thermal protection.

To suppress disturbing switching noise in the speakers, the high level delivered by the microcomputer at pen 20 while the switch-off procedure is provided to the base of transistor TA15. TA15 conducts and grounds the audio inputs at pins 1 via RA03/RA04, RA23/24. The audio output stages are now blocked.

6.5 Muting Circuit

It has 2 functions:

- to inform the microprocessor (IR01) to stop the search when a station is received.
- to cut off the sound where there is no TV signal at the antenna.

In the case of no TV signal, the set will automatically go to standby mode after 5 minutes.

The CVBS signal from pin 6 of IF module is driven to TM03 via RM01 and CM02. TM03 functions as a sync separator, extracting the horizontal sync from the signal. The extracted horizontal sync is the differentiated by RM05, CM06 and RM06.

TM12, RM12, CM09, RM08, RM09, CM07, CM08 and RM07 constitute a damped oscillator tuned to 15.625 MHz. This oscillator cannot oscillate by itself and can only so if it is triggered by pulses with the same frequency as its own frequency.

The differentiated pulses from CM06 will trigger the oscillator to oscillate. The oscillations at the collector of TM 12 are then coupled via CM13 to the base of TM16. The value of RM12 is chosen such that the circuit is near to oscillation and can only be set to oscillate by the incoming sync pulses.

The oscillations are ac coupled to TM16 by CM13. TM16, TM18, CM17, RM16, RM17 and RM18 convert these oscillations into a DC level of about 11 volts available at the collector of TM18. TM16 periodically becomes conductive and charges CM17 through RM17. CM17 and RM17 form an integrator to obtain a dc voltage to turn on TM18.

The dc voltage is coupled directly to pin 12 of the IF module to release the sound, it is also dropped to about 5 volts by the voltage divider RM22 and RR29 and coupled via RR28 to pin 36 of IR01 to stop the search mode.

7. Video Circuit

7.1 CVBS Signal

The video signal, coming from pin 6 of the IF-amplifier, goes across a 5,5 MHz trap (audio carrier) CV63, LV63, RV63 and RV62 to pin 13 of the SCART-interface board. Decoupled with CE11 it is supplied from pin 3/IE10 via pin 2 and RE11 to SCART connector pin 19. External video sources are to be connected to the SCART connectors pin 20. If the microcomputer IR01 produces a high level at pin 7/SCART-interface transistor TE10 conducts and pulls pin 5/IE10 to low. Now the internal video signal passes the video switch to pin 6.

In diesem Fall passiert das interne Videosignal den Videoschalter zum Pin 6 des IC's. Bei Low-Pegel am Anschluß 7 der Euro-AV-Interfaceplatte wird das extern an der Euro-AV-Buchse anliegende Videosignal durchgeschaltet. Vom Anschluß 10 der Euro-AV-Interfaceplatte gelangt über RV27, RV28, die Y-Verzögerungsleitung VV28 und CV71 das Videosignal an Pin 58 des Multifunktionsprozessor-IC IV01. In VV28 integriert befindet sich eine 4,43 MHz-Falle. An Pin 58 liegt demzufolge das Y-Signal ohne Farbinformation. Im SECAM-Betrieb ist außerdem die 4,25 MHz-Falle LV29, CV29, TV29 aktiviert. Durch TV65, CV65, LV64, RV64 wird das Y-Signal differenziert und über CV68 an Pin 56 in der Sharpness-Stufe zum Y-Signal addiert. Das Maß der daraus resultierenden Frequenzanhebung im Y-Signalweg bestimmt die an Pin 55 mit PV58 eingestellte Gleichspannung. An Pin 59 erfolgt, gleichspannungsgesteuert, die Kontrasteinstellung, wobei gleichzeitig auch die Farbsättigung mit verändert wird. Eine IC-interne Matrix bildet aus dem zugeführten Y-Signal und den bereits niederfrequenten Farbdifferenzsignalen die RGB-Signale.

Externe RGB-Signale vom Euro-AV-Anschluß oder "IMC"-Signale vom Bedienteil-Mikrocomputer gelangen über Pin 47, 49, 51 und 53 an den Multifunktionsprozessor. Das "Fastblanking"-Signal an Pin 53 bestimmt, ob das Videoeingangssignal oder die RGB-Signale zur Bildröhrenansteuerung weitergeleitet werden. Die Helligkeitseinstellung erfolgt gleichspannungsgesteuert an Pin 48, während in den Kondensatoren CV49, CV51, CV52 an Pin 44, 45, 46 eine Gleichspannung zur Schwarzwerthaltung gespeichert ist.

Nach erfolgter Horizontal- und Vertikal-Rücklaufdunkeltastung verlassen die RGB-Signale an Pin 41, 42, 43 den Multifunktionsprozessor. Ein jeweils nachgeschalteter Tiefpaß befreit das RGB-Signal von eventuell vorhandenen parasitären Schwingungen oberhalb 5 MHz. Von hier werden die RGB-Signale über den Stecker BV01 der Bildröhrenplatte zugeführt.

7.2 Strahlstrombegrenzung

Vom Strahlstrom abhängig, entsteht am Fußpunkt, Anschluß 4, der Hochspannungswicklung des Diodensplittrafos über RL08 eine negative Regelspannung, die sich durch Zuführung der Systemspannung über RL05 in eine positive wandelt. Sie gelangt über RL06, CV81, DV81 und mit PV79 einstellbar an den Kontrastregeleingang, Pin 59. Damit wird automatisch ein zu starkes Ansteigen des Strahlstromes in der Bildröhre verhindert.

7.3 Chromasignalverarbeitung

Der Multifunktionsprozessor IV01 beinhaltet einen Multistandard-Chromadecoder, sowie eine automatische Farbstandard Erkennungsschaltung, die bei den Normen PAL, Secam, NTSC 4,43 MHz (Videorecorder), NTSC 3,58 MHz (Sender) den jeweiligen Farbdecoder aktiviert. Die im beigefügten Schaltbild erfaßte Geräteausführung verarbeitet PAL- und Secam-B/G-Signale. Von der Euro-AV-Interfaceplatte gelangt das FBAS-Signal zu den Chromafiltern. Für jeden Standard ist eine spezielle Weichenschaltung erforderlich. Das PAL-Chromafilter, bestehend aus RC24, LC24, CC24, CC25, RC26, LC26, CC26, und CC53 sorgt für die erforderliche 4,43 MHz-Bandpaßcharakteristik. Im Secam-Signalweg RC22, CC22 liegt das für diese Norm charakteristische Glockenfilter CC23, LC23, RC23 und CC48.

Der PAL-Signalweg führt von Pin 20 über eine geregelte Verstärkerstufe. Dies ist erforderlich, um bei etwas unterschiedlichen ZF-Durchlaßkurven oder bei Empfängerverstimmung die Farbdifferenzsignale immer in einer bestimmten Relation zum Y-Signal zu halten. Als "Istwert-Signal" für die Regelung wird für das PAL-Signal die Burst-Amplitude und beim frequenzmodulierten Secam-Signal das Gesamtsignal verwendet. CC47 und RC47 dienen als Siebglied für die Regelspannung. Das geregelte Chromasignal gelangt mit dem Burstanteil zur Standard-Identifizierung.

With a low level at pin 7/SCART-interface the external signal will pass.

Coming from pin 10/SCART-interface the video signal goes through RV27, RV28, the Y-delay line VV28 and CV71 to pin 58 of the multifunction processor IV01. Integrated into VV28 is a 4,43 MHz color trap. So only luminance signal is standing at pin 58. In SECAM mode also the 4,25 MHz trap, consisting out of LV29, CV29, TV29, is activated. TV65, CV65, LV64, RV64 differentiate the luminance signal and add it in the sharpness stage to the Y-signal.

The additional gain of the high frequency portions can be adjusted with PV58 at pin 55. A variable DC at pin 59 controls the contrast and, at the same time, the color saturation. Out of the Y-signal and the demodulated color difference signals the following internal matrix forms the RGB signal. External RGB signals from the SCART-connector or as 'OSD'-signal from the microcomputer are connected to pin 47, 49, 51 and 52. The fast blanking signal FB at pin 52 determines if either the video source or the RGB signal is going to the picture tube.

Brightness adjusted with a DC at pin 48. Capacitors CV49, CV51, CV52 at pins 44, 45, 46 store DC voltages that keep the correct black-level. After vertical and horizontal flyback blanking the RGB signals leave IV01 via pins 41, 42, 43. Eventually occuring parasitic oscillation above 5 MHz are filtered out by the following low-pass-filters. Via connector BV01 the RGB signal are then supplied to the RGB output stages on the CRT-board or, if implemented, the automatic cutoff control board.

7.2 Beam Current Limiting Circuit (BCL)

The beam current effects a corresponding negative voltage drop across the footpoint-resistor (RL08) of the high-voltage winding of the DST. When the beam current increases (more contrast), the current following through DST will reduce the voltage at RL08. When the beam current is to high, the voltage at RL08 will decrease until it turns on DV81. The voltage at pin 59 of IV01 will be pulled down and the contrast reduces. Consequently the beam current reduces. In this way, there will be a stabilisation in the beam current at a limited value.

7.3 Chrominance Circuit

The TA 8659 (IV01) is able to decode automatically the colour standards received (PAL,SECAM, NTSC 4,43 MHz, NTSC 3,58 MHz, Black and White). Once the colour standards has been identified IV01 will provide 3 switching signals. S1 at pin 10, S2 at pin 11 and S3 at pin 21 to drive transistors to switch the chroma traps and bandpass filters.

For SECAM identification, switching is possible between line ID and Line ID + frame ID. This switching can be achieved by the voltage applied to pin 20 of IV01. By the combinations of output logic from SWI (pin 10), SWII (pin 11) and SWIII (pin 21), system of PAL/SECAM/NTSC 4,43 MHz/ NTSC 3,58 MHz can be identified. Identification between 3,58 MHz or 4,43 MHz is possible by monitoring SWII (pin 11).

The chroma signal is extracted from the CVBS by the 4,43 MHz bandpass filter comprising RC24, LC24, CC24, CC25, RC26, LC26 and CC26.

The colour signal, through pin 20 of IV01, will go to the gain controlled chrominance amplifier stage (ACC) so that the amplitude of the signal will be constant. Then, by the PAL/SECAM/NTSC switch, the PAL signal goes to pin 14 to drive the 1H delay line. It then goes to the PAL/NTSC matrix via pin 12. At the same time, a direct signal from the PAL/NTSC/SECAM switch also enters the PAL/NTSC matrix.

Zu diesem Zweck werden die Kennsignale auf der hinteren Schwarzschulter herangezogen. Hier unterscheiden sich die einzelnen Standards charakteristisch voneinander. Die Identifikationsschaltung im Decoder besteht aus drei Baugruppen:

- Phasendiskriminator zum Vergleich der Burstphasen von PAL- und NTSC-Signalen mit dem Referenzsignal.
- Frequenzdiskriminator zur Ableitung des H/2-Signals bei Secam-Übertragungen.
- H/2-Demodulator für PAL- und Secam-Signal mit Logik-Schaltung für die eigentliche Identifizierung.

Der IC beinhaltet je eine Identifikationsschaltung für PAL, Secam und NTSC. An den extern angeordneten Kondensatoren CC57 (Pin 22), CC58 (Pin 23), CC62 (Pin 27), zeigen die dort anliegenden Gleichspannungspegel bei synchronisiertem Referenzoszillator den erkannten Standard an. Eine Logik-Schaltung liefert an Pin 10, 11 und 21 eine dem Chroma-Standard entsprechende Schaltspannung. Anschluß 21 findet bei diesem Chassis-Konzept keine Anwendung.

Bei PAL schaltet TC34 durch und sperrt TV29. Somit ist die 4,25 MHz-Falle wirkungslos.

Über die Logik-Anschlüsse kann durch Anlegen von externen Spannungspegeln, entsprechend der Tabelle, die Farb-Norm zwangsweise gewählt werden:

At the PAL/NTSC matrix, the sum of and the difference between these direct and delayed signals are obtained. The colour difference signals R-Y and B-Y are demodulated by means of quadrature two-phase demodulation. The demodulated R-Y and B-Y signals then go to pins 2 and 64 respectively via the second PAL/NTSC/SECAM switch.

The SECAM signal will arrive at pin 18 of IV01 via the Bell Filter consisting of RC22, CC22, CC23, LC23 and RC23. The signal is led to the limiter-amplifier and enters the PAL/NTSC/SECAM switch. After the switch, it goes out of pin 14, drives the 1H delay line and enters the SECAM permutator. At the same time, a direct signal also goes into the permutator from the PAL/NTSC/SECAM switch. The signal output from the permutator is subject to demodulation by the FM decoder. Quadrature demodulators are employed to demodulate this signal. Each consists of an external phase-shifting circuit at pins 4 and 5, or at pins 8 and 9. CC13 and LC13 constitute a 4,25 MHz tuned tank circuit for SECAM R-Y detector, connected to pins 4 and 5, while CC17 and LC17 act as a 4,406 MHz tuned tank circuit for SECAM B-Y detector to pins 8 and 9. After demodulation, the B-Y and R-Y signals are de,emphasised by CC02 and CC01. The signal have to be de-emphasised because they have been pre-emphasised at the transmitter for better noise protection. The demodulated SECAM signals go to the second PAL/NTSC/SECAM switch and are then output to pins 2 and 64.

Standard Mode	Logik Anschluß Pin: 10	11	Identifikation Anschluß Pin: 22	23	27
PAL	6V	6V	12V	6V	12V
Secam	6V	0V	6V	12V	6V
NTSC 4,43 MHz	0V	6V	6V	6V	12V
NTSC 3,58 MHz	0V	0V	0V	0V	12V

Farbnormtabelle - Table colour standard

Im Secam-Mode arbeitet das IC mit Horizontal-Identifikation. Ist Pin 18 mit einem Widerstand nach Masse abgeschlossen, so wird automatisch entsprechend der Anforderung auf Horizontal- oder Vertikal-Identifikation umgeschaltet.

Nach erfolgter Normerkennung und Burstaustastung gelangt das Chromasignal von Pin 14 über CC44, RC44, in der Phase mit LC43 einstellbar, zur PAL-Verzögerungsleitung VC43. Diese liefert das Farb-Signal um eine Zeile verzögert, mit PC44 in der Amplitude einstellbar, über Pin 12 in den Farb-Signal-Demodulator. In der Matrix wird zur Gewinnung der beiden trägerfrequenten Komponenten F (B-Y) und F (R-Y) das IC-intern durchgeschleifte und das mit VC 43 um eine Zeile verzögerte Signal addiert bzw. subtrahiert. Im (R-Y)-Demodulator befindet sich der PAL-Schalter, mit dem die zeilenfrequent wechselnde Phasenlage der trägerfrequenten Signalkomponente F (B-Y) und F (R-Y) rückgängig gemacht wird. Bei den Demodulatoren handelt es sich um Synchrondemodulatoren, die von dem mit CQ66, Pin 26, erzeugten 4,43 MHz-Referenzträger geschaltet werden.

Bei Empfang von sequentiellen Secam-Signalen werden diese direkt zum Kreuzschalter (Permutator) geführt. Dieser liefert den beiden Synchrondemodulatorstufen in vertauschter Reihenfolge abwechselnd von Zeile zu Zeile das unverzögerte und das über VC43 verzögerte Signal. Zur Frequenzdemodulation dieser Signale werden Quadraturdemodulatoren verwendet, die aus jeweils einem Phasenschieberkreis an Pin 4 und 5 (B-Y) bzw. Pin 8 und 9 (R-Y) sowie einer Multiplizierstufe bestehen. Die Secam-Referenzkreise drehen die Phase des zugehörigen Colorsignales bei der jeweiligen

Colour signal processing

The colour difference signals B-Y and R-Y, from pins 64 and 2 are fed to pins 62 and 60 via low pass filters comprising RC06, RC07, LC07, CC08 and RC01, LC03, RC03, CC04 respectively. The signals are clamped at the inputs. They then proceed to the gain controlled stages (Unicolour/colour), where the gain is controlled by the voltages at pins 7 and 59. G-Y is regenerated from B-Y and R-Y signals in the G-Y block. Then B-Y, R-Y and G-Y signals are applied to the RGB matrix along with the Y signal where R, G, B are recovered. CV49, CV51 and CV52 at pins 44, 45 and 46 act as clamp filters for brightness control, offer DC restoration rate of 100%.

The matrixed RGB are taken to a fast switch, TV/Ext switch, facilitating insertion of external RGB (pins 47, 49 and 51) for On-Screen Display or RGB signals from the SCART plug. This is possible if the switch is set to EXT by applying a DC voltage at pin 53 (Fast Blanking). The inserted RGB signals, before going to the switch, are black-level clamped and pass through the linear amplifier (Text Contrast) where its gain can be controlled by voltage at pin 59.

After the switch, the signals are taken through the Brightness Control circuit where their DC level is controlled by voltage at pin 48 which is from the PWM pulses from IR01. After the Brightness Control circuit, the RGB signals are fed into the WPS/WPL circuit to prevent the CRT from saturating at signal peak white.

Unbuntfrequenz um 90°, so daß die Signalspannung am Demodulatorausgang verschwindet. Bei Secam-Decodierung sind außerdem zwei Deemphasisglieder CC01 an Pin 1 (B-Y) und CC02 an Pin 3 (R-Y) eingeschaltet. NTSC-Signale nehmen den gleichen Signalweg wie bei PAL. Für NTSC 3,58 MHz ist an Pin 28 ein 3,58 MHz Referenzträger-Quarz erforderlich.

Der Multifunktionsprozessor liefert von Pin 2 und Pin 64 die Farbdifferenzsignale über je einen Tiefpaß LL03, RC03, CC04, CC03 und RC07, LC07, CC07 an Pin 60, 62. Über sie werden eventuell vorhandene HF-Reste beseitigt. Nach Klemmung der (R-Y) und (B-Y) Signale im IC, durchlaufen diese einen regelbaren Verstärker, der extern von Pin 7 gleichspannungsgesteuert die Farbsättigung einstellt. Danach mischen sich in der RGB-Matrix die Farbdifferenzsignale mit dem Y-Signal.

7.4 RGB-Endstufen

Die vom Videoprozessor-IC IV01 gelieferten positiven RGB-Ausgangssignale müssen zur Ansteuerung der Bildröhre in den RGB-Endstufentransistoren TT11, TT21, TT31 verstärkt und invertiert werden. Da alle drei Videoendstufen identisch aufgebaut sind, soll für die Betrachtung die Blau-Endstufe erläutert werden.

Um eine gute Konstanz des Verstärkerfaktors und des Arbeitspunktes zu gewährleisten, ist es notwendig, daß die Verstärkung der Endstufe ohne Gegenkopplung im gesamten Videofrequenzbereich genügend groß ist. Aus diesem Grunde wurde die vorliegende AB-Endstufe gewählt. Der Transistor TT31 verstärkt das Videosignal auf ca. 70 Vss. Ansteigende Signalflanken gelangen dabei über TT27, RT28 und LT28 zur Kathode, während abfallende Signalflanken über DT28, RT28 und LT28 die Bildröhre ansteuern. Diese Art der Schaltung ermöglicht ein schnelles Umladen der Bildröhrenkathodenkapazität und verbessert den Frequenzgang im Bereich hoher Frequenzen.

Die Verstärkung (Weißgabgleich) der Rot- und Grün-Endstufe wird mit PT11, PT21 eingestellt; der Grauabgleich mit PT12, PT22. Diese Einstellungen beeinflußen sich eventuell geringfügig und sollten deshalb wechselseitig wiederholt werden. Transistor TT33 dient als gemeinsamer niederohmiger Fußpunkt der RGB-Endstufe. Wird das Gerät aus- oder in Stand-by-Mode geschaltet, so gelangt vom Kollektor des Schutzschalttransistors TV02 über DV47, DT32, DT31 ein High-Pegel an die Basis des TT33, so daß dieser sperrt. Damit ist die komplette RGB-Endstufe stromlos und der Bildschirm dunkel. Ein Aufblitzen des Bildschirmes im Ausschaltmoment wird somit weitgehend verhindert.

7.5 Leuchtfleckunterdrückung

Während des normalen Betriebes ist CT03 über RT10 und DT04, durch DT03 begrenzt, auf 150 V aufgeladen. Nach Außerbetriebnahme des Gerätes oder Rückführung in den Stand-by-Mode baut sich die Spannung U4 (180 V) sehr schnell ab. In CT03 erfolgt eine Ladungsverschiebung, so daß am Gitter 1 der Bildröhre für einen längeren Zeitraum minus 150 V stehen. Damit bleibt der Bildschirm nach dem Ausschalten dunkel.

7.6 Automatische Schwarzwert- und Verstärkungsregelung (Auto-Cut-Off)

In Abänderung zu den vorausgegangenen Erläuterungen, sind einige Gerätemodelle mit dieser Zusatzschaltung ausgestattet. Der IC ID01 ist ein spezieller Schaltkreis zur Steuerung der automatischen Schwarz- und Weißwertregelung. Da der Gleichspannungs-Arbeitspunkt und die Amplitude der RGB-Signale übereinstimmen muß, ist in jedem Kanal eine Klemmung erforderlich.

The NTSC chroma signal is fed into pin 20 of IV01 via the PAL chroma bandpass filter for NTSC 4,43 MHz. The PAL chroma bandpass filter parallel to CC27 for NTSC 3,58 MHz. The colour burst is extracted from the chroma signal by the BURST Gate. This is used to indentify the colour standard (PAL or NTSC). The NTSC chroma signal is fed into the PAL/NTSC/SECAM switch and then to PAL/NTSC matrix where it is demodulated in to B-Y and R-Y. These two signals are then fed into the second PAL/SECAM/NTSC switch and output to pin 64 and 2.

7.4 RGB OUTPUT STAGES

RGB signals from pins 41, 42 and 43 of OV01 are fed to their respective video amplifiers via the low pass filters RV49, LV49, CV46 and RV51, LV51, CV47 and RV52, LV52, CV48 respectively. These low pass filters will reduce video ringing and harmonic interference from the chroma oscillators.

The 3 colour signals are amplified and inverted by their respective video amplifiers, TT11, TT21 and TT31. LT08, LT18 and LT28 improve the frequency response in the high frequency range. The amplitude for the cathode drive of the red and green guns are determined by PT11 and PT21 while their cut-off voltage are by PT12 and PT22 respectively.

TT33, which is connected as an emitter-follower serves as a common low-resistance base point for the video amplifiers. During normal operation, CT01 is charged to about 100V (150V for 20") by the 180V (200V for 20") supply. The G1 electrode (pin 6 of the picture tube for 14" and pin 7 for 20") is maintained at nearly OV potential by RT04 and DT04.

When the TV set is switched off or goes to standby mode, a high level signal, SP, from the protection circuit on the main chassis is fed to pin 4 of the CRT board via DV47. The emitter of TT33 goes to a high level and high voltage is applied to the CRT cathodes, resulting in picture cut-off (no beam current). This will prevent "spot" on the screen. CT05 will discharge and voltage across it will got to zero. The + pin of CT03 will go to zero potential resulting in a -100V (-150V for 20") voltage applied to G1 electrode. This will prevent "after glow" after TV is switched off.

7.5 Spot Suppression

During the normal operation CT03 gets charged over RT10 and DT04. DT03 limits the charge at 150 V. After switching off the TV set supply voltage U4 (180) decreases rapidly. The charge in CT03 is shifted, so that the gate 1 of the picture tube remains at - 150 V for some time. The screen stays dark.

7.6 Automatic Cut Off and Drive Correction

In alteration to the previous description some models are equipped with this additional circuitry.

IC ID01 is a special circuit for controlling automaticly the picture tubes black and white levels.

Because the picture tube's DC operation point and the RGB signals amplitude have to be equal, clamping is necessary in each channel. With the rising flank of the negative vertical flyback signal (connector BD04) the Auto Cut Off funktion is started at the IC's pin 18.

The control loop is working parallel for all RGB stages by compensating the drift of all videostages including the videooutput stages. Invisible for the viewer the black level detection is made during the

Mit der positiven Flanke des negativen Vertikal-Rücklaufimpulses am Steckerstift BD04 wird, nach Signalinvertierung in TD31, am Pin 18 des IC's die Cut-Off-Funktion gestartet.

Die Regelung gleicht die Drift aller Videostufen, einschließlich die der Videoendstufen aus. Der Regelkreis arbeitet parallel für alle RGB-Stufen, unsichtbar für den Betrachter, während des Bildwechsels. Zeitlich liegt der Beginn der Schwarzwertregelung bei Zeile 18 des insgesamt 23 Zeilen andauernden Vertikal-Rücklaufes. Als Taktsignal dienen die an Pin 13 zugeführten Zeilenimpulse.

Während der 18. und 19. Zeile liefert der IC an Pin 22, 26, 30 Ansteuerimpulse zur Schwarzwert-Messung für die RGB-Endstufe. In den Zeilen 20 und 21 erfolgt in gleicher Weise die Weißwert-Messung. Zur Aufbereitung der Ansteuerimpulse benötigt der IC an Pin 2, 4 und 6 einen Gleichspannungspegel von 3V. Pin 15 legt während der Meßzeit (18. bis 22. Zeile) Low-Pegel an IC ID12, Pin 9, 10, 11. Dieser liefert nun vom Spannungsteiler RD11, ID11, RD14, PD11, RD13 den geforderten 3 V-DC Pegel.

Die Meßwiderstände der RGB-Endstufe PT12, RT09, PT22, RT19, RT30 liefern einen dem Kathodenstrom proportionalen Spannungsabfall. Dieser gelangt über Pin 19, 23, 27 in den IC ID01 und wird dort mit zwei Referenzspannungen verglichen.

Als Vergleichspannung dient eine Spannung von 9,5 V für den Schwarzwert und eine Spannung von 5 V für die Verstärkungsregelung. Dies ergibt ein Verhältnis 1:10 zwischen der Schwarz- und Weißwertmessung. Die Differenz zwischen dem an Pin 2, 4 und 6 anliegenden Gleichspannungspegel und dem Spannungsabfall an den Meßwiderständen wird für den Schwarzwert in den Kondensatoren CD01, CD02, CD03 abgelegt. Die Kondensatoren CD04, CD06 und CD07 speichern die Spannung für den Weißwert. Entsprechend der Höhe dieser Spannungen stellt IC ID01, individuell an die Bildröhre angepaßt, den Grauwert und Weißwert ein.

Die Amplitude der RGB-Ausgangssignale bestimmt den Weißwert und ist mit PT12, PT22 einstellbar. Die dem RGB-Signal unterlegte Gleichspannung legt den Grauwert fest. Dieser ist mit PD11 einstellbar.

8. Horizontal-Ablenkstufe mit Ost-/West-Korrekturschaltung

Die Ansteuersignale für die Horizontalendstufe werden im Multifunktionsprozessor IV01 in einer PLL-Schaltung aufbereitet. Ein auf 503 kHz schwingender VCO (Voltage Controlled Oscillator = spannungsgesteuerter Oszillator) liefert über einen Teiler zeilenfrequente Impulse. Ein Phasenvergleich vergleicht diese mit der Frequenz der Zeilensynchronimpulse aus dem Amplitudensieb. Liegt eine Frequenz- oder Phasenabweichung des VCO vor, so zieht eine Regelspannung diesen so lange nach, bis beide Frequenzen frequenz- und phasengenau übereinstimmen. Extern an Pin 37 arbeitet der 503 kHz-Keramikschwinger QL45. Zur Siebung der VCO-Regelspannung liegen an Pin 36 CL43, RL44 und CL44. Positive Zeilenrücklaufimpulse vom Diodensplittrafo LL05 über RL38, RL41, CL41 an Pin 38 bestimmen im Phasenvergleich den Start der Zeile am Bildschirm. Mit PL39 erfolgt die Grundeinstellung der Horizontal-Lage (-Phase).

An Pin 39 werden die aufbereiteten zeilenfrequenten Rechteck-Impulse herausgeführt. Mit DL17 entkoppelt, gelangen diese über RL16, CL16 an TL17. Der Horizontal-Treibertransistor TL17 verstärkt die Impulse, um über den Treiber-Transformator LL19 den erforderlichen Basissättigungsstrom für TL19 zu erzeugen. Das RC-Glied RL18, CL18 bedämpft die beim Abschalten von TL17 enstehenden Spannungsspitzen.

18th line of the 23 line long vertical flyback. A horizontal frequency supplied at pin 13 works as a clock signal.

During the 18th and 19th line control pulses are inserted via pins 22, 26 and 30 to measure the RGB output stages 'black level. During lines 20 and 21 the white level are measued by the same means. To process the control pulse a 3 V DC is needed at pins 2, 4 and 6. Pin 15 delivers a low-level at pins 9, 10 and 11 of IC ID12 during the measurement (lines 18 to 22). Voltage divider RD11, ID11, RD14, PD14, RD13 then shows the needed 3 V DC.

Across the sensing resistors PT12, RT09, PT22, RT19, RT30 (in the RGB-Output stages) a voltage proportional to the cathode current is detected via pins 19, 23, 27 of IC ID01 and compared with two reference voltages. These are 9.5 V for the black level and 5 V for the drive control.

This results in a 1:10 ratio between black and white level measurement. The difference voltages between the DC at pins 2, 4 and 6 and the voltage across the sensing resistor are stored in CD01, CD02, CD03 for the black level and in CD04, CD06 and CD07 for the white level. According to these voltages IC ID01 will, individually matched to the picture tube, set the correct grey and white levels.

The RGB signal's amplitude determines the white level. It is adjustable with PT12 and PT22. The superimposed DC level determines the grey level. That is adjustable with PD11.

8. Horizontal Deflection Stage with East/West Driving Circuit

The CVBS from the IF stage goes to the Sync Separation Circuit via RV37, CV37, RV36, CV36 and pin 33 of IV01. This circuit separates sync signals from the CVBS and supplies these signals to the horizontal and vertical deflection sections in IV01.

The value of RV36 and RV37 determine the separation level and this level is also subject to variation depending on the video signal amplitude CV36 and RV37 act as a low pass filter.

This circuit in IV01 incorporates a countdown system with a 503 kHz (32xf_H) voltage controlled oscillator employing a ceramic oscillator QL45, to achieve an adjustment-free horizontal vertical deflection system.

The horizontal flyback pulse is converted to sawtooth waveform by integrator RL38, RL41, CL39 and PL39 and is then fed to PIN 38 of IV01. CL41 acts as a coupling capacitor.

The sawtooth and horizontal sync signals from the sync separation circuit are led into AFC circuit (in IV01) and activate the phase detector. Phase difference (frequency difference) between sawtooth wave signal and horizontal sync signal is detected by the phase detector and then converted to DC voltage (AFC voltage) by integrator CL43, RL4 and CL44 at pin 36 of IV01.

The oscillation frequency (32 x f_H) of the VCO is controlled by this AFC voltage. Horizontal output is obtained at pin 39 of IV01 by applying 32 frequency divisions to the signal from 32 x fH (503 kHz) oscillator. This will render the alignment of horizontal scanning frequency unnecessary.

Der Transistor TL19 arbeitet als Schalter, dem die Dioden DL21, DL22 parallel geschaltet sind. Dadurch wird ein Inversbetrieb des Transistors verhindert. Außerdem sind die Dioden Bestandteil des O/W-Diodenmodulators (110°-Geräte).

An folgendem Beispiel soll die Funktion der Horizontalablenkschaltung im eingeschwungenem Zustand erläutert werden. Die wichtigsten Bauteile sind wie folgt bezeichnet:

BL01 = Horizontalablenkspule
CL24 = Hinlauf- und Tangenskondensator
CL21/22 = Rücklaufkondensator
TL19 = Schalttransistor
DL21/22 = Schaltdiode

Der wirksame Rücklaufkondensator während der Sperrphase von TL19 wird durch Reihenschaltung von CL21 und CL22 gebildet. Spannungs- und Stromverlauf im Zeitabschnitt einer Zeile sind Abbildung 3 und 4 dargestellt.

Es ist folgender Ablauf zu erkennen:

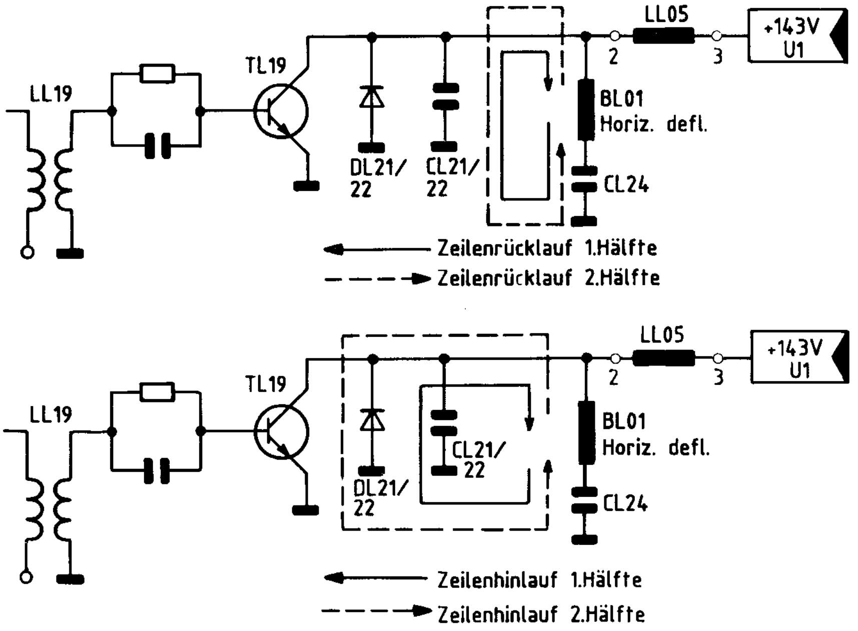


Abb./Fig 3

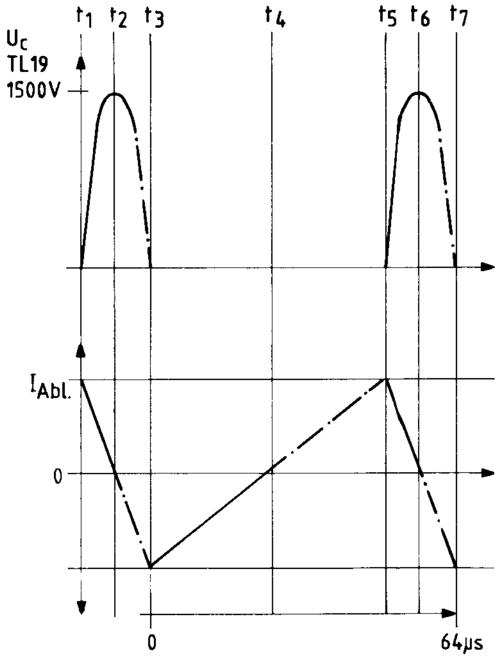


Abb./Fig. 4

Am Ende der Hinlaufzeit t1 wird TL19 durch ein entsprechendes Basisansteuersingal gesperrt. Die gespeicherte Energie in der Ablenkspule und dem Diodensplittrafo führt zu einer schnellen Aufladung des Rücklaufkondensators. Am Ende der ersten Rücklaufhälfte zum Zeitpunkt t2 erreicht die Aufladung den maximalen Wert. Der Strom durchläuft den Nullpunkt und ändert während der zweiten Rücklaufhälfte die Richtung. Jetzt entlädt sich der Rücklaufkondensator und verlagert die Energie wieder in die Ablenkspule (Schwingkreisprinzip). Am Ende des Rücklaufs t3 geht die Spannung durch den Nullpunkt und nimmt negative Werte an. Zu dieser Zeit wird DL21/22 leitend und verhindern damit den sogenannten "Inversbetrieb" des TL19.

Der Rücklaufkondensator CL21/22 ist über die Dioden kurzgeschlossen und die Hinlaufphase beginnt. Die Kreisenergie befindet sich in der Ablenkspule. Während der ersten Hinlaufhälfte fließt demzufolge Strom von der Ablenkspule über DL21/22 in den Hinlaufkondensator CL24 und lädt diesen auf. In Bildmitte t4 ist dieser Vorgang abgeschlossen. Der Strom geht wieder durch Null, ändert also seine Richtung und fließt vom CL24 über TL19 in die Ablenkspule zurück. Voraussetzung ist jedoch, daß TL19 an der Basis entsprechend angesteuert wird.

The horizontal signal, TH, from pin 39 of IV01 is fed to TL17 via DL17, RL16 and CL16. DL17 and DL16 isolate output of pin 39 from the protection circuit of TV01 and TV02.

Horizontal driver TL17 amplifies the pulses to get through driver transformer LL19 enough base saturation current for TL 19. The RC combination RL18, CL18 dampen peaks occuring during the switch-off time of TL19.

Transistor TL19 works as a switch. With parallel diodes DL21 and DL22 an inverse operation is prevented. In 110 deg. sets these diodes are also part of the E/W diode modulator.

The functional principle of the horizontal deflection circuit in the run-in state is explaned in the following.

The most important components are designated as follows:

BL01: =horizontal deflection coil
CL24: =forward sweep and tangens capacitor
CL21/22: =horizontal flyback capacitor
TL19: =switching transistor
DL21/22: =switching diode

The flyback capacitor, which is effective during the the blocking phase of TL19 is formed by the serial combination CL21 and CL22.

The voltage and current curves during one line are shown in diagrams 3 and 4. The following sequence is shown:

At the end of the forward sweeping time t1, TL19 is blocked by a corresponding base drive signal. The energy stored in the deflection coil and in the diode split transformer charges the flyback capacitor very fast. At the end of the first half of the flyback at time t2 the charging attains its maximum. The current becomes zero and reverses direction during the second half of the flyback phase. The flyback capacitor is now discharging and transfers the energy back into the deflection coil (oscillation circuit principle). At the end of the flyback t3 the voltage passes through zero and gets negative. At this time DL21/22 get conductive and prevent the inverse operation of TL19. Flyback capacitor CL21/22 is short-circuited by the diodes and the forward sweep phase begins. The energy is still stored in the deflection coil. Consequently during the first half of the forward sweep, a current flows from the deflection coil via DL21/22 into forward sweep capacitor CL24 and can charge it.

Zur definierten Abschaltung am Ende des Hinlaufs t5 erhält TL19 an der Basis einen negativen Impuls von der Treiberstufe, der zeitlich etwas vorverlegt ist. In diesem Zeitraum muß die Basiszone von TL19 sehr schnell von Ladungsträgern ausgeräumt werden.

8.1 Praktische Ausführung der Schaltung

Neben dem zur prinzipiellen Funktion der Horinzontalablenkung benötigten Schaltungsteil sind drei weitere Funktionsgruppen zu beachten:

1. Die L-C-R-Schaltung, bestehend aus LL23, CL23, RL23 bedämpft Oberwellen. Sie könnten während des Zeilenhinlaufs zu Helligkeitsmodulation und senkrechten dunklen Störstreifen auf dem Bildschirm führen.

2. Um bei senkrechten Linien eines Gittertestbildes am Schwarz-/Weiß-Sprung eine "Mäusezahnbildung" zu verhindern, wird über RL27, RL28, CL27 und LG08 zusätzlich Energie in den Ablenkkreis gespeist.

3. Zur Kompensation der Ost-/West-Kissenverzeichnung liefert der O/W-IC IG01 von Pin 5 ein zeilenfrequent Impulsbreitenmoduliertes Signal. Dieses wird über die Einkopplungspule LG08 an den Hinlaufkondensator CL24 geführt und bewirkt dort eine vertikalfrequent parabelförmige Modulation des Ablenkstromes.

Die für den Ablenkvorgang benötigte Energie liefert LL05 von der Wicklung 3/2 welche hieraus die erforderliche magnetische Energie aufbaut. Sekundärseitig werden über Gleichrichterdioden aus den Zeilenimpulsen die Sekundärbetriebsspannungen gewonnen. Das Integrierglied RL40, CL12 erzeugt für die Regelung im Sekundärnetzteil zeilenfrequente Sägezähne. An DL40 stehen Zeilenimpulse, in der Amplitude durch DL40, DL41 begrenzt.
Im Stromkreislauf der Hochspanungwicklung, Anschluß 4, liegt der Referenzwiderstand RL08. An ihm entsteht entsprechend der Größe des Strahlstromes eine negative Spannung, die durch eine positive Spannung über RL05 kompensiert wird. Die an RL08 liegende Regelspannung bestimmt über Pin 59 des IC IV01 den maximalen Strahlstrom.

8.2 Ost-/West-Kissenentzerrung

Die Aufbereitung des Ost-/West-Ansteuersignales erfolg im IC IG01. Aus der Differenz der Eingangsströme von Pin 1 (Vertikal-Sägezahn) und Pin 2 (einstellbare Gleichspannung) wird am Ausgang des Multiplizierers eine Parabel gebildet.

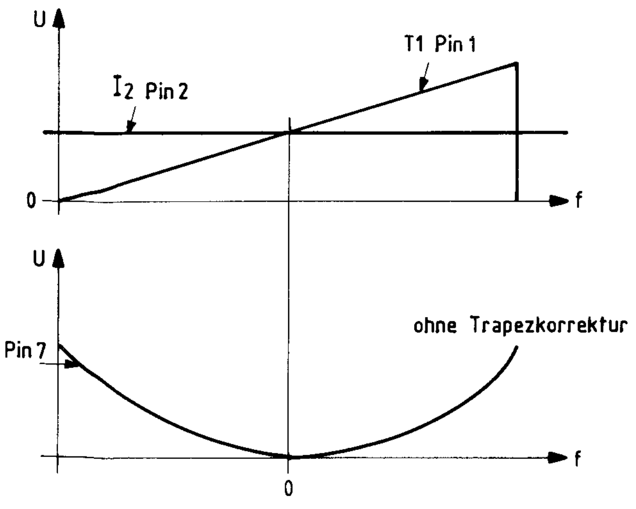


Abb./Fig. 5

This proceduere ends in the middle of the visible line at time t4. The current again goes though zero, changes direction and flows out of CL24 via TL19 back into the deflection coil. Condition for that is, however, a correct drive signal at the base of TL19. To guarantee a defined switch off at the end of the forward sweep t5 TL19 receives a slightly advanced negative pulse from the driving stage. During this advanced time the base junction zone has to be cleared of free charge carriers.

8.1 The actual design of the circuit

Besides the the above described components three additional functional groups have to be mentioned:

1. LCR network LL23, CL23, RL23 prevent harmonics, that could lead to a brightness modulation and a perpendicular dark bar visible on the screen during forward sweep.

2. To prevent spoke on perpendicular lines (black/white jump) of a test pattern additional energie is fed into the deflection circuit via RL27, RL28, CL27, LG08.

3. To compensate the E/W cushion error E/W IC IG01 delivers at pin 5 a pulse-width-modulated signal.This signal is given through coil LG08 onto forward sweep capacitor and performs vertical frequency parabilic modulation of the deflection current.

The energie required for deflection process is supplied by LL05 at tap 3/2. On the secondary side the secondary supply voltages are obtained out of the deflection pulse by the use of rectifier diodes. Integator circuit RL40, CL12 produces a sawtooth at horizontal frequency, which is needed for the regulation of the secondary power supply.
A reference resistor RL08 in the footing of the high tension tap, pin 4, delivers a negative voltage that is proportional to the beam current. It compensated with positive voltage across RL05. The voltage across RL08 determines via pin 59 of IC IV01 the maximum beam current.

8.2 East-West Correction Circuit

The preparation of the E/E drive signal is made within IC IG01. From the difference between input currents at pin 1 (vertical sawtooth) and pin 2 (adjustable DC), a parabola is formed at the output of the multiplier. If the arithmetic average of the sawtooth at pin 1 is equal to the current at pin 2, a symetrical parabola results at the output (Fig. 5).

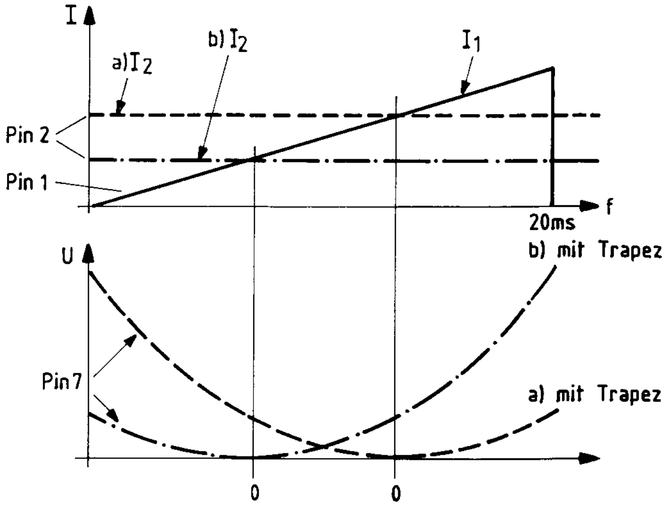


Abb./Fig. 6

Ist der arithmetische Mittelwert des Sägezahnstromes an Pin 1 gleich dem Strom an Pin 2, so gibt sich am Ausgang des Multiplizierers eine symetrische Parabel (Abbildung 5).
Mit PG04 kann demzufolge eine Ost-/West-Trapezkorrektur erfolgen (Abbildung 6).
Der Ausgangsstrom des Multipizierers läßt an der extern angeschlossenen Impedanz eine stromproportionale Spannung entstehen. Sie wird im nachgeschalteten Komparator mit einer linearen horizontalfrequenten Sägezahnspannung verglichen. Die Gleichspannungslage der Sägezahnspannung kann durch PG01 verändert werden. Sie beeinflußt die Bildbreite (Abbildung 7).

An E/W trapezoid correction can be performed with PG04 (Fig. 6). The output current from the multipler induces a current proportional voltage in the external impedance. It is compared with a linear horizontal sawtooth voltage in the following comparator. The DC level of the sawtooth can be altered with PG01. This adjusts the picture width (Fig. 7).

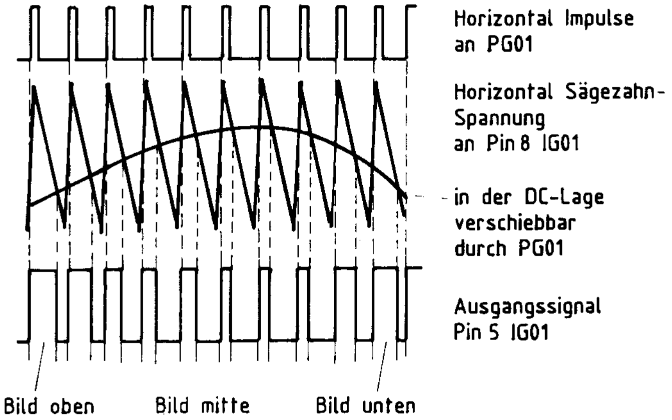

Horizontal Impulse an PG01
Horizontal Sägezahn-Spannung an Pin 8 IG01
in der DC-Lage verschiebbar durch PG01
Ausgangssignal Pin 5 IG01
Bild oben
Bild mitte
Bild unten

Abb./Fig. 7

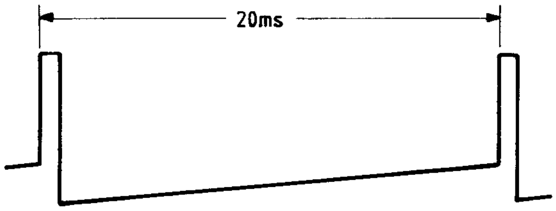


Abb./Fig. 8

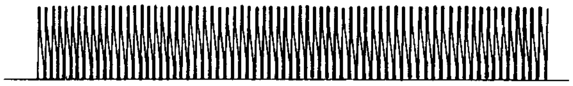


Abb./Fig. 9

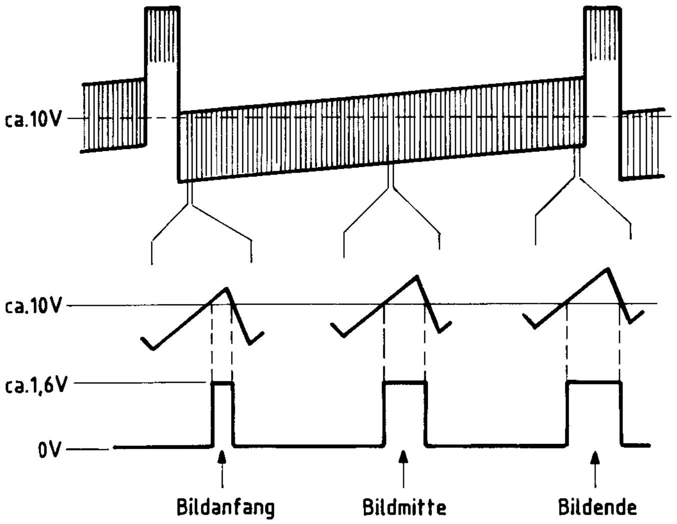

ca.10V
ca.10V
ca.1,6V
0V
Bildanfang
Bildmitte
Bildende

Abb./Fig. 10

Das impulsbreitenmodulierte Signal aus dem Komparator steuert die im D-Betrieb arbeitende Endstufe. Die Integration des zeilenfrequent geschalteten Ausgangssignals an Pin 5 erfolgt durch die Einkopplungsspule LG08 und den Kondensator CL24.

Als Gegenkopplung, welche auch zur Ost-/West-Amplitudeneinstellung genutzt wird, ist das impulsbreiten-modulierte Ausgangssignal über RG06, PG06 mit CG06 verbunden. Die am CG05 entstehende Parabelspannung wird zu dem Signal am Multiplizierer, Pin 7, addiert. Zus statischen und dynamischen Bildbreiteneinstellung gelangt über RG07 ein dem Strahlstrom proportionales Steuersignal an Pin 7. Dieses ist vom Fußpunkt der Hochspannungswicklung am Trafo LL05, Anschluß 4, abgeleitet.

9. Vertikalablenkstufe mit Schutzschaltung

9.1 Ansteuerung der Vertikal-Endstufe

Der Multifunktionsprozessor IV01 liefert die 50Hz Vertikalsynchronimpulse über Pin 31, RF26 an die Basis des Schalttransistors TF25. Während der Vertikal-Rücklaufphase schaltet TF25 durch, so daß sich der Kondensator CF06 über den leitend gewordenen Transistor TF08 und RF27 auf den durch RF04, RF27 festgelegten Spannungspegel entlädt. Für die Zeit des Vertikal-Hinlaufes sperren TF25 und TF08. In diesem Zeitraum lädt sich CF06 über RF01, RF02 mit einem nahezu konstanten Strom auf. Somit entsteht der im Oszillogramm **K 4** dargestellte Vertikal-Sägezahn, dessen Amplitude und Linearität direkten Einfluß auf den Strom in der Vertikal-Ablenkspule hat. Der Kondensator CF02 bewirkt am Ende des Vertikal-Rücklaufes einen Spannungssprung. Durch ihn wird der bei Beginn des Vertikal-Hinlaufes gesperrte Transistor TF08 im ersten Moment überbrückt. Diese Maßnahme verhindert eine Geschwindigkeitsmodulation am Bildanfang.

Der lineare Vertikal-Sägezahn gelangt nun über RF05 und Pin 3 an den Plus-Eingang des 1.Differenzverstärkers in IC IF01. Der Ausgang, Pin 1, ist als Gegenkopplungszweig über RF14 mit dem negierten Eingang des Differenzverstärkers verbunden. Mit dem Bildhöheneinsteller PF11 kann die Amplitude des Vertikal-Sägezahnes am Ausgang, Pin 1, des Differenzverstärkers bestimmt werden.

Der am Pin 1 liegende Sägezahn wird nach Entkopplung durch RF13, mit der an RF23, RF20 erzeugten Gegenkopplungskomponente aus der Vertikal-Endstufe über RF13 addiert und dem negierenden Komparatoreingang an Pin 5 zugeführt. An den Plus-Eingang des Komparators, Pin 6, gelangen über CF11, RF13 zeilenfrequente Sägezähne, die zur Vertikal-Lagestabilisation mit einer Gleichspannung aus der Vertikal-Endstufe über RF15, RF13 unterlegt sind.

Der Einsteller PF04 bestimmt die Vertikal-Lage, RF12, DF03 und DF02 dienen zur Temperaturkompensation. Bei Videotextbetrieb setzt ein vom Videotext-Decoder geliefertes 25 Hz-Signal den Zeilensprung außer Betrieb. Im Mix-Betrieb oder bei TV-Empfang ist der Zeilensprung aktiv. Dem Differenzverstärker 2, der als Modulator arbeitet, werden drei Eingangssignale angeboten:

- Vertikal-Sägezahn (Abbildung 8)
- Horizintal-Sägezahn (Abbildung 9)
- Vertikal-Lagekorrekturspannung.

Abbildung 10 zeigt die prinzipielle Funktionsweise des Modulators. Der Modulator arbeitet als Komparator. Seine Schaltwelle liegt bei ca. 10 V. Von Bildanfang beginnend bis Bildende überschreiten die zeilenfrequenten Sägezähne Zeile für Zeile immer höher die Schaltwelle des Komparators. Am Ausgang stellt sich ein zeilenfrequent impulsbreitenmoduliertes Signal ein. Diese Schaltimpulse werden mit DF15 entkoppelt und dienen dem Thyristor TF16 als Ansteuersignal.

The pulse-width-modulated signal from the comparator controls the output stage, which is operated in D mode. Coupling coil LG05 and capacitor CL24 integrate the horizontal frequent signal at pin 5.

The pulse-width-modulated output signal is linked through RG06, PG06 to CG06 as a feedback, that is also used as a E/W amplitude adjustment. The at CG05 resulting parabular voltage is added to the signal from the multiplier (pin 7). For static and dynamic picture-width stabilation, a control signal proportional to the beam current is fed through RG07 to pin 7. This signal gained from the footing resistor on the high tension transformer LL05 tap 4.

9. Vertical Deflection with Protection

9.1 Vertical driver stage

Multifunktion processor IV01 delivers a 50 Hz vertical sync signal via pin 31, RF26 to the base of switching transistor TF25. During the vertical flyback phase TF25 conducts. So capacitor CF06 can be charged through the now also conducting transistor TF08 and RF27 until the level fixed by RF04, RF27 is reached. During the vertical forward sweep TF25 and TF08 are blocking. Now CF06 is charged through RF01, RF02 with near constant current and a vertical sawtooth can be measured (see oscill. K4). This sawtooth has direct influence to the current through the vertical deflection coil. Capacitor CF02 effects a voltage jump at the end of the vertical flyback. Through this TF08 is shorted in the first moments of the vertical forward sweep to prevent a speed modulation at the beginning of the frame.

The sawtooth is now fed via RF05 and pin 3 to the non inverting input of the first differential amplifier within IC IF01. The output signal,at pin 1, is fedback with RF14 to the inverting input of the differential amplifier. The vertical amplitude can be adjusted with PF11.

After decoupling with RF13 the vertical sawtooth present at pin 1 is added to the across RF23, RF20 produced feedback component from the vertical output stage and supplied to the inverting comparator input pin 5. To the noninverting input (pin 6) a horizontal frequency sawtooth is supplied via CF11 and RF13. This sawthooth is superimposed with a DC out of the vertical output stage (through RF15, RF13) to stabilize the vertical position.

Vertical shift is adjusted with PF04. RF12, DF03 and DF02 serve as a temperature compensation. The teletext decoder delivers, when active, a 25 Hz signal to force a noninterlaced picture. In Mix-Mode and normal TV reception interlacing is active.

Three input signals are fed to the following differential amplifier, which operates as a modulator:

- vertical sawtooth (Fig. 8)
- horizontal sawtooth (Fig. 9)
- vertical shift correction voltage.

Figure 10 shows the principle on which the modulation is performed.

The modulator works like a comparator. Its threshold is about 10 V. From the beginning of the frame to its end the line frequency sawtheeth line by line shift deeper into the threshold. At the output a line frequency puls-width modulation is decoupled with DF15 and used as a drive signal for thyristor TF16.

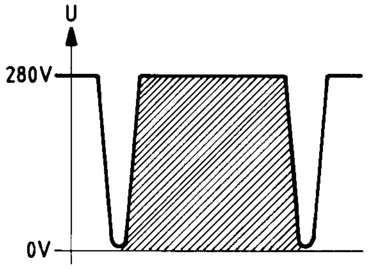


Abb./Fig. 11

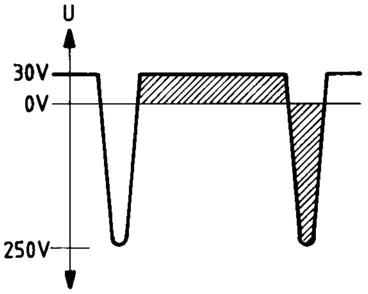


Abb./Fig. 12

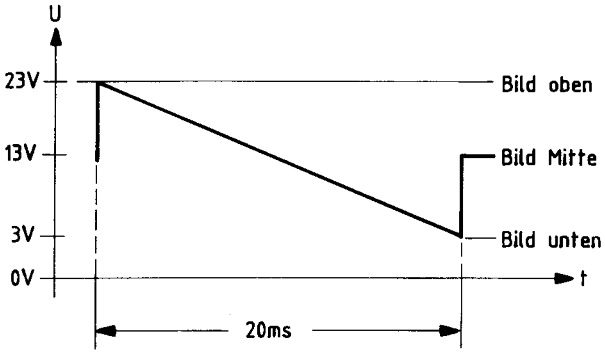


Abb./Fig. 13

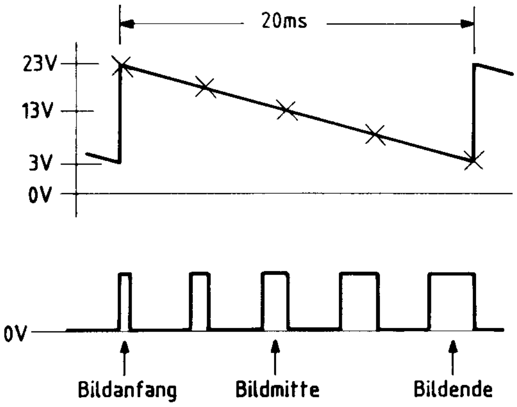


Abb./Fig. 14

9.2 Vertikal-Endstufe

Die Ablenkspule ist als Brücke von der Betriebsspannung U5, 13 V, zu der in der Trafoentwicklung 5/6 gewonnenen Spannung, dem eigentlichen Generator, geschaltet. Sie ist gleichstromgekoppelt. Der Tafo LL05 stellt somit die gesamte Energie für die Vertikal-Ablenkung zur Verfügung. Die Generatorwicklung in LL05, Anschluß 5/6, liefert Zeilenimpulse mit ca. 280 Vss. Sie werden wechselweise während des Zeilenrücklaufes von der Diode DF16 und in der Zeilenhinlaufzeit vom Thyristor TF16 an Masse gelegt.
Zwei Extremzustände sollen veranschaulichen, wie es zu einem bipolaren Strom in der Ablenkspule kommt:

1. Der Thyristor wird **nicht** gezündet.
2. Der Thyristor wird **immer** durchgeschaltet.

Im ersten Fall haben wir es mit einer ganz normalen Klemmschaltung zu tun. Anschluß 6 der Diodensplit-Trafowicklung würde nur während des Horizontal-Rücklaufes an Masse geklemmt sein. Am Anschluß 5 der LL05 hätten wir den in Abbildung 11 gezeigten Spannungsverlauf. Das Integrierglied LL19, CF25 ließe an CF25 eine hohe Spannung entstehen. Somit könnte ein großer Strom, von CF25 ausgehend, über die Ablenkspule und RF20/23 in CF24 (U5', 13V) fließen. Dieser Fall tritt tatsächlich während des Vertikalrücklaufes ein, um den Elektronenstrahl schnellstmöglichst zur Anfangsposition des nächsten Bildes am oberen Bildrand abzulenken.
Im zweiten Fall liegt die Diodensplittrafo-Wicklung 5/6 mit Anschluß 6 immer an Masse. Abbildung 12 zeigt die dabei am Anschluß 5 stehende mittlere Gleichspannung von 0 V. In diesem angenommenen Betriebszustand würde nun ein Strom in umgekehrter Richtung von CF24 (U5', 13V) über RF20/23 und die Ablenkspule in CF25 fließen. Beide angeführten Grenzfälle zeigen, daß es diese Schaltung ermöglicht, Strom in beide Richtungen durch die Ablenkspule fließen zu lassen. Aus Linearitätsgründen ist der mögliche Ansteuerbereich nur minimal ausgenutzt.
An CF25 stellen sich maximale Spannungswerte von 13 V plus/minus ca. 10 V ein (13 V bis 23 V für die obere Bildhälfte, 13 V bis 3 V entspricht der unteren Bildhälfte, Abbildung 13).
Die horizontalfrequenten Restanteile sind vernachlässigbar, da der Blindanteil der Vertikal-Ablenkspule für Zeilenfrequenz sehr hoch ist und praktisch keinen Strom fließen läßt. Wie entsteht nun aus horizontalfrequenten Zeilenimpulsen ein vertikaler Sägezahn?
Bei Bildbeginn, am oberen Bildrand, liefert der Modulator an das Gate des Thyristors schmale zeilenfrequente Impulse, die es der Diode ermöglichen, die Spannung im Integrierglied LL19/CF25 auf ca. 23 V zu klemmen. Mit der weiter geschriebenen Zeile verbreitert sich das Gate-Ansteuersignal, wobei die Klemmzeit von DF16 kürzer wird. Proportional dazu nimmt die entsprechende Klemmspannung im Integrierglied kontinuierlich ab. Es entsteht die Vertikal-Sägezahnkomponente, die den Strom durch die Vertikal-Ablenkspule treibt (Abbildung 14).
Das zeilenfrequente Löschen des gezündeten Thyristors erfolgt mit jedem Zeilenrücklaufimpuls aus der Wicklung 5/6.

9.2.1 Arbeitspunktstabilisierung und Tangensentzerrung

Das Gegenkopplungssignal resultiert aus dem Spannungsabfall an den Referenzwiderständen RF20/RF23 und gelangt über RF13 an den Minus-Eingang des Differenzverstärkers 2. Diese Maßnahme verhindert Temperaturgang der Vertikal-Amplitude. Eine weitere Gegenkopplung über RF22, RF19 sorgt für konstante Bildhöhe bei Spannungsänderung von U5', 13 V.
Die Tangenskorrektur übernimmt DF17, DF19 und RF19. Im Bereich der Vertikal-Bildmitte ist der Spannungsabfall am Referenzwiderstand RF20/23 so gering, daß durch die Dioden kein Strom

9.2 Vertical Output Stage

The deflection coil is connected as a bridge from supply voltage U5,13 V, and a voltage from the transformer tap 5/6, the virtual generator. It is DC coupled. Transformer LL05 so supplies all the energie needed for the vertical deflection.
The generator tap supplies horizontal frequency pulses at about 280 Vpp. These pulses get alternately grounded by diode DF16 during line flyback and thyristor TF16 during line forward sweep. Two extreme states shall demonstate how a bidirectional current is driven though the deflection coil:

- 1. the thyristor is not triggert
- 2. the thyristor is always triggert

In the first case a simple clamping takes place. Pin 6 of the diode split transformer is grounded during the horizontal flyback. The voltage at pin 5 of LL05 shows Fig. 11. Integration network LL19, CF25 lets rise a high voltage across CF25. A large current flows from CF25 through the deflection coil, RF20/23 into CF24 (U5,13V). This case actually occurs only during the vertical flyback, in order to deflect the electron beam to the starting position of the next frame as fast as possible.
In the second case tap 6 of the diode split transformer is continiously grounded. Fig. 12 shows the average DC voltage at tap 5 is 0 V. Now a current would flow in the other direction from CF24 (U5, 13 V) through RF20/23 and the deflection coil into CF25.

Both cases show how a current can flow in both direction through the deflection coil. The actual range used is because of the needed linearity rather limited. Hence one can measure across CF25 a voltage of 13 V plus/minus 10 V (13 V to 23 V for the upper part of the frame, 13 V to 3 V for the lower part, see Fig. 13). Residual parts of the horizontal frequency are negligible.
How does a vertical sawtooth arise from horizontal frequency pulses? At the upper rim of the frame the modulator supplies narrow pulses to the gate of the thyristor, which allow the diode to clamp the voltage across LL19/CF25 at about 23 V. With each further line the pulses get wider and shortens the clamping time of DF16. The clamping voltage is decreases proportinally. A funktion equal to a sawtooth determines the current through the deflection coil.

9.2.1 Operating-point stabilization and tangens correction

The negative feedback signal results from the voltage drop across the reference resistors RF20/23 and is supplied through RF13 to the inverting input of differential amplifier 2. This prevents a temperature depending drift of the vertical output stage. Another feedback with RF22/19 keeps a constant vertical amplitude during changes of U5.
A tangens correction is performed with DF17, DF19 and RF19. In the area around the middle of the frame the voltage drod across RF20/23 that small that no current con flow through the diodes. In the upper and the lower quarter of the frame the threshold values are exceeded. The now conducting dioden increase the feedback, the deflection current is reduced and the tangential error of the picture tube is corrected.

fließt. Im oberen und unteren Bildviertel werden die Schwellwerte von DF17, DF19 überschritten. Die nun leitenden Dioden erhöhen die Gegenkopplung, der Ablenkstrom nimmt ab, der durch die Bildschirmform verursachte Tangensfehler wird kompensiert.

9.3 Schutzschaltung

Die als Thyristor geschalteten Transistoren TV01, TV02 bilden eine Schutzschaltung. Im Ruhezustand sind beide gesperrt. Die Schutzschaltung wird aktiviert bei:

a. Überspannung von U5 (13 V)
b. Überstrom aus U5 (13 V)

9.3.1 Überspannungsschutz

Erhöht sich infolge eines Defektes im Regelkreis des Sekundärnetzteiles die Systemspannung U1 (143 V), so erhöht sich proportional dazu auch die U5 (13 V) Spannung. Über RV02, DV02 wird nach Überschreiten der Z-Spannung von DV08, TV02 und TV01 durchgeschaltet. Der nun am Kollektor des TV01 liegende High-Pegel sperrt über DL16 die Diode DL17. Damit fehlt der Zeilenenstufe das Ansteuersignal. Gleichzeitig wird der am Kollektor des TV01 liegende High-Pegel über die Leitung "SP" DP57, RP57 an die Basis des TP54 geführt. Dieser sperrt und setzt den Regelkreis des Sekundärnetzteiles außer Betrieb. Das Netzteil arbeitet nun im Stand-by-Mode. In gleicher Weise arbeitet die Schutzschaltung, wenn der Thyristor TF16 nicht angesteuert wird oder unterbrochen ist. Wie bereits erläutert, entsteht in diesem Fall im Integrierglied LL19, CF25 eine überhöhte Spannung, die über die Vertikal-Ablenkspule, RF20, RF23 und RF24 die U5 (13 V) Spannung anhebt.

9.3.2 Überstromschutz

Bei Kurzschluß des Schalter TF16, DF16 oder bei kontinuierlichem High-Pegel am Gate des Thyristors TF16 stellt sich an CF25 ein Low-Pegel ein. Infolge-dessen reduziert sich die Spannung an CF24. Transistor TV12, der während eines störungsfreien Betriebes immer gesperrt ist, schaltet durch und aktiviert mit seiner jetzt positiven Kollektorspannung die Schutzschaltung TV02, TV01.

9.3 PROTECTION CIRCUIT (TV01, TV02)

When the set is in normal operation, CV01 is charged up via DV01 and RV03 to about 15 volts.

When the set is switched off or switched to standby mode, supply P will collapse and this sudden voltage decrease will be fed to base of TV01 via CV02, RV02 and RV04. TV01 will turn on and switch on TV02 via RV09. Thus, CV01 will be discharged to provide a high pulse (SP) whose initial amplitude is about 15 volts. Due to TV09 and RV05, TV01 and TV02 will nearly fully discharge CV01. This ensure that the pulse will last a maximum period.

RV01 and CV04 prevent TV01 from being erratically turned on by spurious noise.

When SP is high:

1. DL16 conducts and TL17 is turned on (irrespective of signal TH which will disappear when supply P is low). TL19 is switched off because of the winding of LL19. The horizontal stage is cut off.

Note: When the supply to IV01 drops, the line output stage is switched off and signal TH will be low. TL17 turns off once its base voltage is low. TL19 will remain in its on-state and this may damage the transistor.

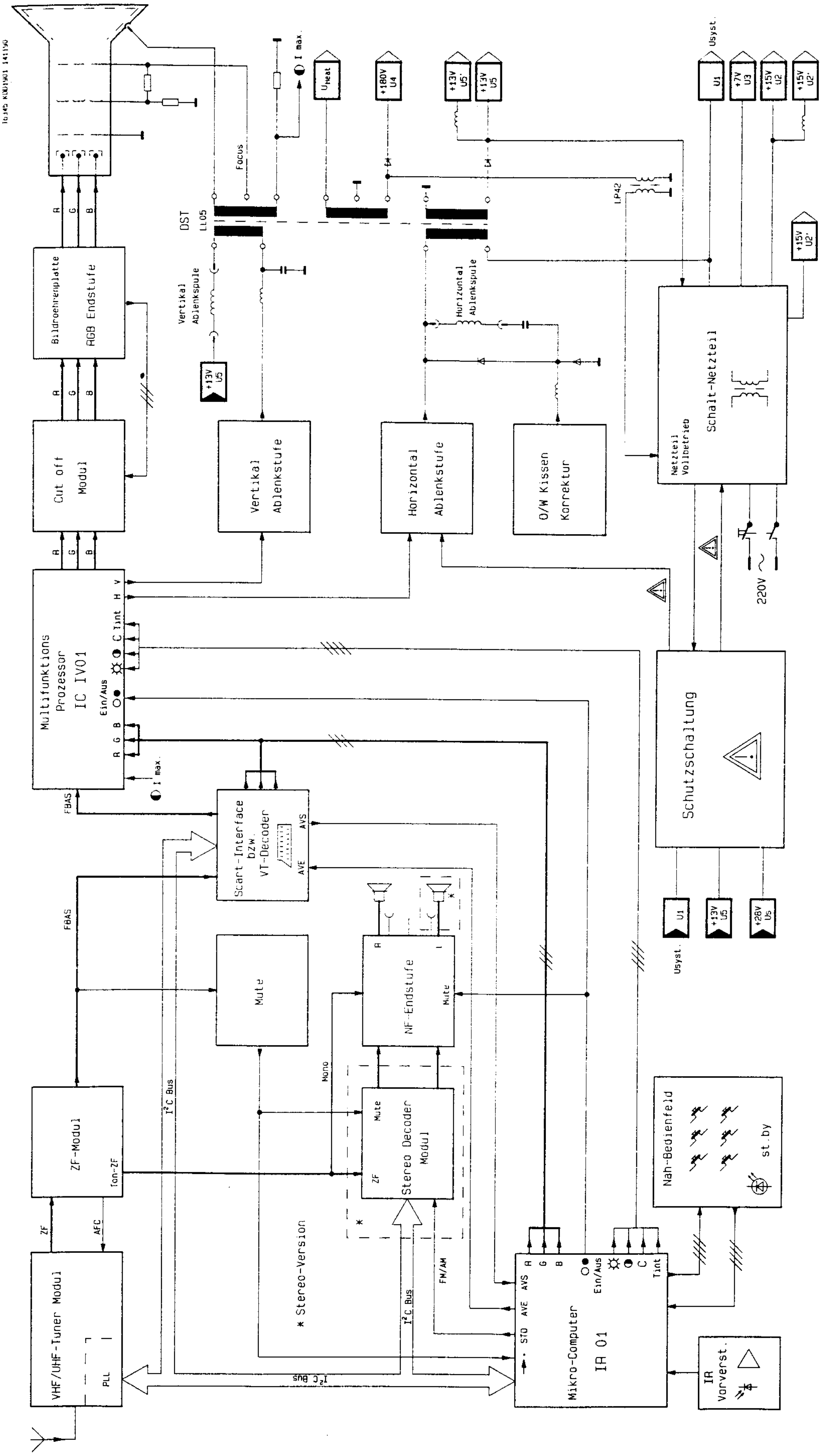
2. The base voltage of TT33 (on the CRT board) is maintained at a high level (via DV47) for a certain period once the set is switched off or switched to standby mode. TT33 is switched off which, in turn, turns off the video amplifier. Due to the high cathode voltage, the electron beam will be cut off. This function (known as "spot killer") prevents damage to the phosphors due to a highly concentrated spot during collapse of horizontal and vertical deflection..

3. The regulation circuit at the secondary side of SMPS is switched off because TP54 turns off. No regulation pulse is fed back to the primary side of the power supply. Hence, it goes to standby mode. The prevents erratic operation of the SMPS.

4. If the 13 V goes very high due to failure in the components, the protection circuit is triggered via RV08 and DV08 and switches the TV set to standby mode.

5. In case of short-circuit of CF24, he protection circuit is activated by DV03-RV06-DV04 and the set is switched to standby mode to prevent excessive heat dissipation.

10. Blockschaltbild
10. Block diagram


Bildroehrenplatte
RGB Endstufe
R
G
B
Cut off Modul
Vertikal Ablenkstufe
Horizontal Ablenkstufe
O/W Kissen Korrektur
Schalt-Netzteil
Netzteil Vollbetrieb
Schutzschaltung
Multifunktions Prozessor IC IV01
H
V
Tint
C
Ein/Aus
I max.
FBAS
Scart-Interface bzw. VT-Decoder
AVS
AVE
Mute
NF-Endstufe
Mono
Stereo Decoder Modul
ZF
ZF-Modul
Ton-ZF
AFC
VHF/UHF-Tuner Modul
PLL
I²C Bus
FM/AM
* Stereo-Version
Mikro-Computer IR 01
STD
Nah-Bedienfeld
st.by
IR Vorverst.
Focus
DST
LL05
LP42
Vertikal Ablenkspule
Horizontal Ablenkspule
U_heat
+180V U4
+13V U5'
+13V U5
Usyst.
U1
+7V U3
+15V U2
+15V U2'
+28V U5
220V

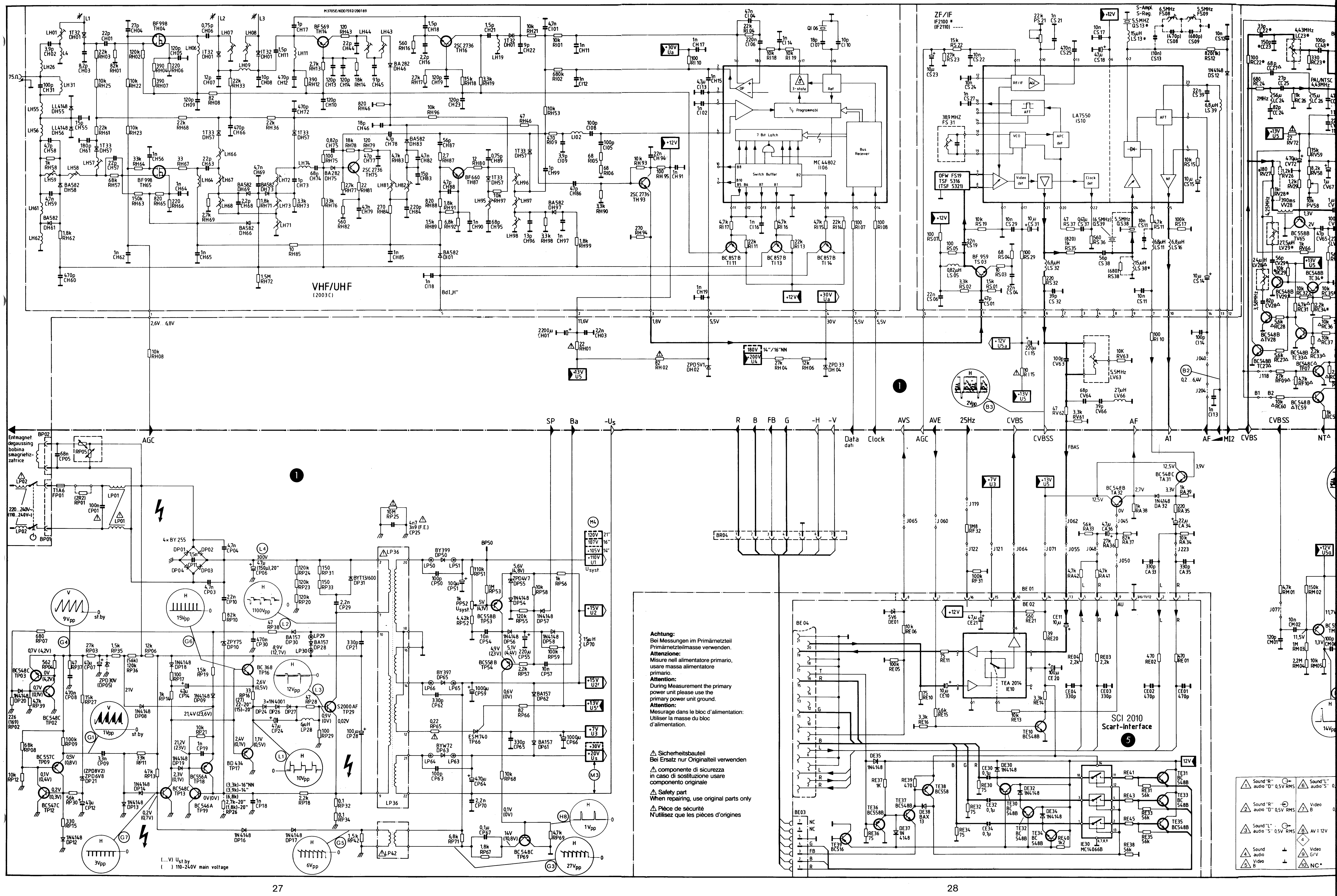
➊ Chassis
Telaio

➎ Scart-Interfaceplatte
Piastra scart interface
Scart interface board

➓ Bildröhren-Platte
Piastra cinescopio
CRT-board
Platine du tube image

F 20-9/IKC 2

PAL BG
PAL-SECAM BG
PAL-SECAM BG/DKK'/NTSC-Video


M 3705E/KDD 1592/200189
VHF/UHF
(2003C)
ZF/IF
IF2100 *
IF2110 ----
MC 44802
I106
LA7550
IS10
Bus Receiver
7 Bit Latch
Switch Buffer
1/2 Programmabl
OFW FS19
TSF 5316
(TSF 5321)
SP
Ba
-Us
R
B
FB
G
-H
-V
Data
dati
Clock
AVS
AVE
25Hz
CVBS
AF
A1
AF
MI2
CVBS
CVBSS
FBAS
AGC
NT
Entmagnet
degaussing
bobina
smagnetiz-
zatrice
220...240V~
(110...240V~)
T1A6
FP01
4× BY 255
LP36
LP42
SCI 2010
Scart-Interface
TEA 2014
IE10
IE30
MC14066B
BR04
BE 01
BE 02
BE 03
BE 04
(....V) Ust.by
( ) 110-240V main voltage
Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
Sound "L" audio "S" 0,5V RMS
Sound audio
Video B
Sound "L" audio "S" 0,
Video B 0,
AV ≙ 12V
Video G/V
NC*

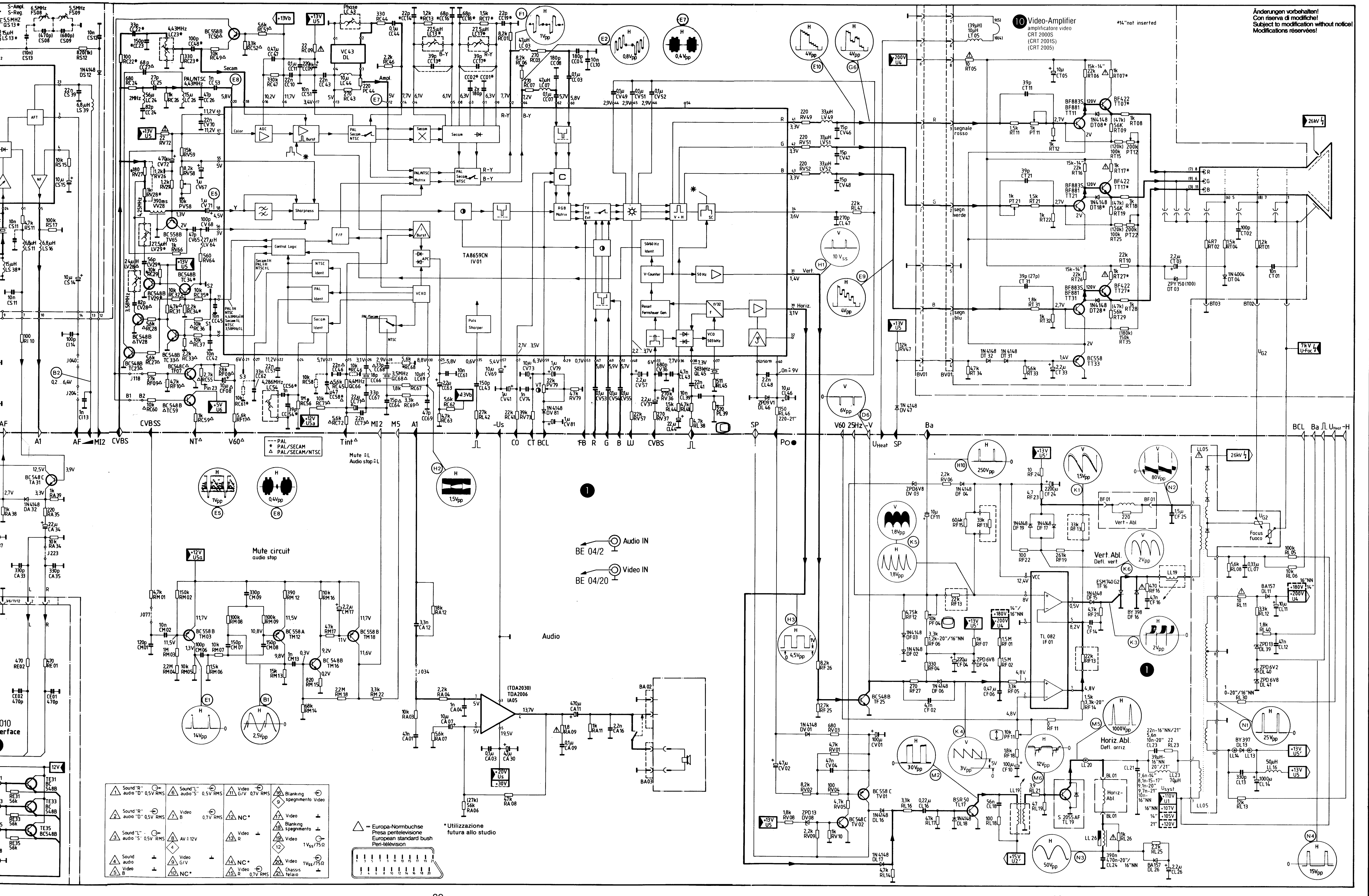
Achtung:
Bei Messungen im Primärnetzteil
Primärnetzteilmasse verwenden.
Attenzione:
Misure nell alimentatore primario,
usare massa alimentatore
primario.
Attention:
During Measurement the primary
power unit please use the
primary power unit ground.
Attention:
Mesurage dans le bloc d'alimentation:
Utiliser la masse du bloc
d'alimentation.

⚠ Sicherheitsbauteil
Bei Ersatz nur Originalteil verwenden

⚠ componente di sicurezza
in caso di sostituzione usare
componento originale

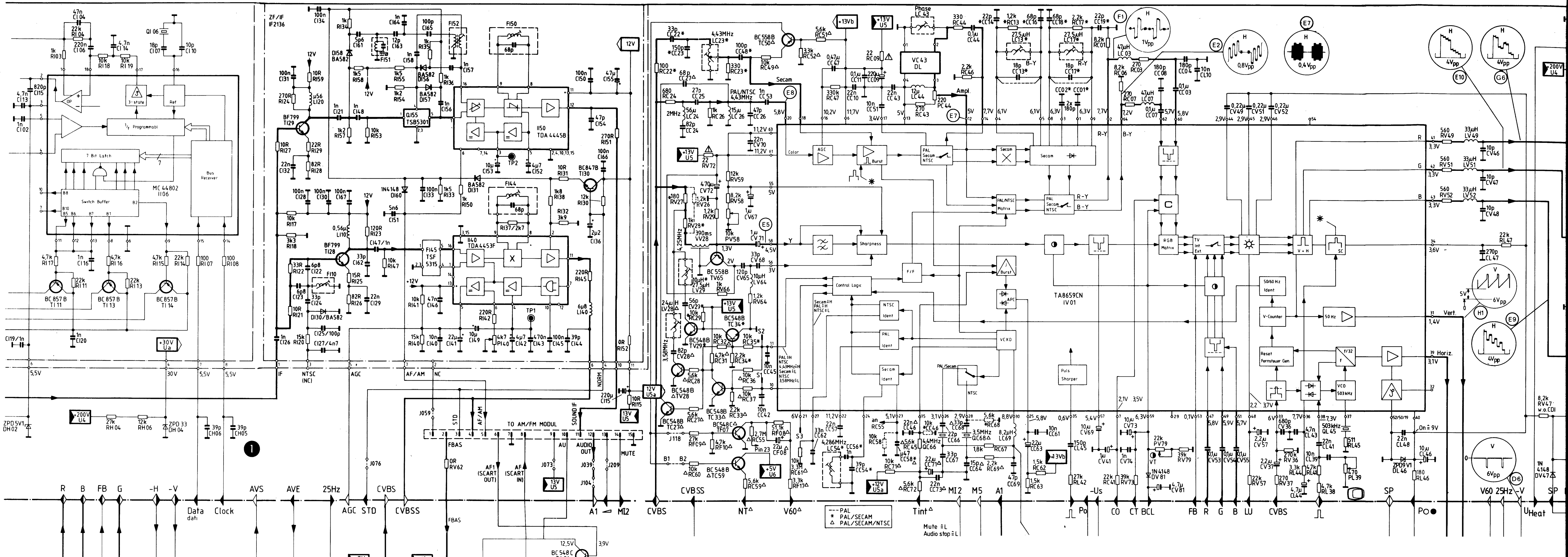
⚠ Safety part
When repairing, use original parts only

⚠ Pièce de sécurité
N'utilisez que les pièces d'origines

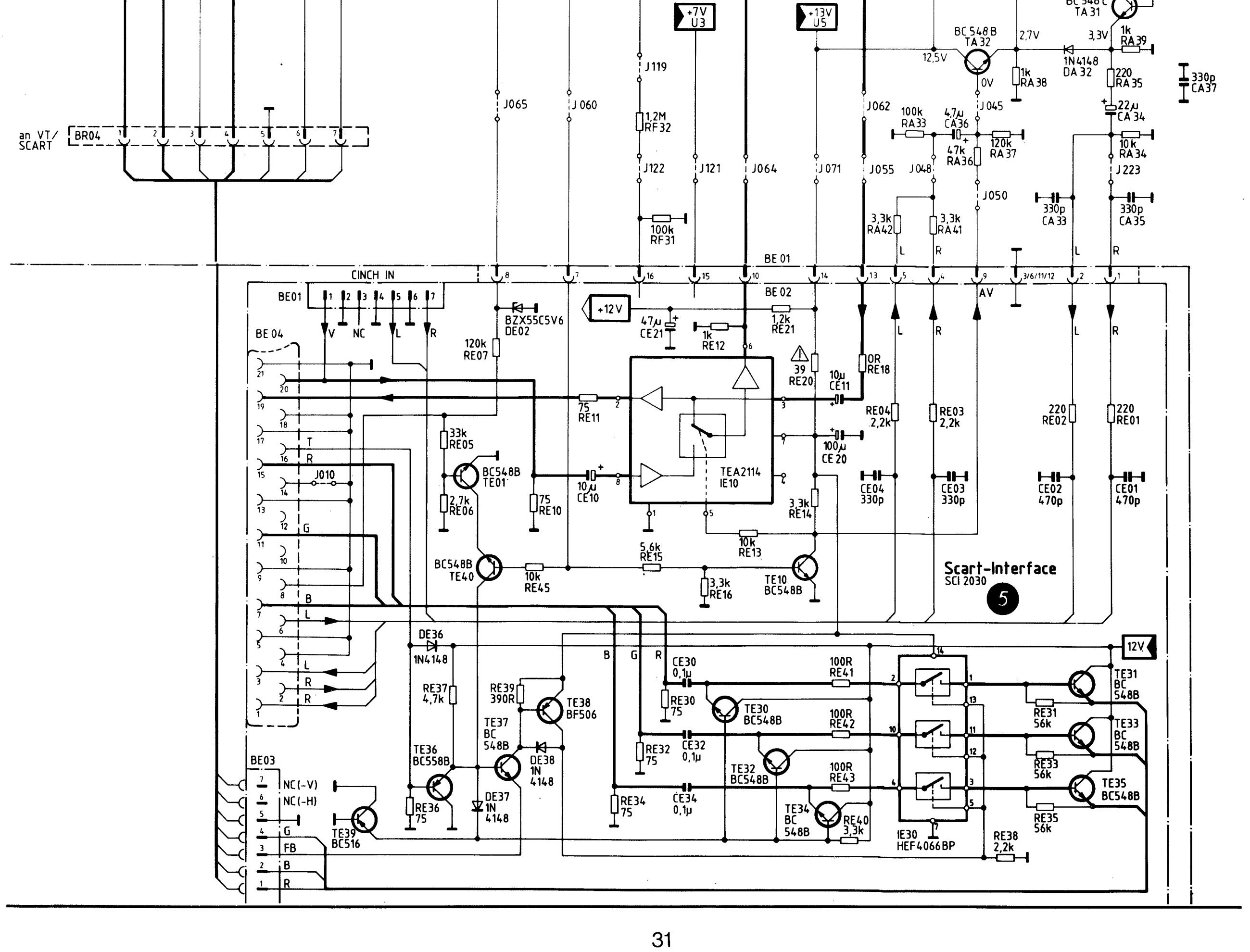

TA8659CN
IV01
Color
AGC
Burst
PAL Secam NTSC
Secam
PAL/NTSC Matrix
PAL Secam NTSC
R-Y
B-Y
Sharpness
Control Logic
NTSC Ident
PAL Ident
Secam Ident
VCXO
APC
F/F
Puls Sharper
RGB Matrix
TV Int Ext
V+H
SC
50/60 Hz Ident
V-Counter
Reset Fernsteuer Gen.
VCO 503 kHz
Vert.
Horiz.
VC43 DL
Phase LC43
Ampl.
Secam
PAL/NTSC 4,43MHz
--- PAL
* PAL/SECAM
Δ PAL/SECAM/NTSC
Mute ≙L
Audio stop ≙L
Mute circuit
audio stop
Audio
(TDA2030) TDA2006 IA05
BE 04/2 Audio IN
BE 04/20 Video IN
CVBSS
NT
V60
Tint
MI2
M5
A1
AF
CVBS
-Us
CO
CT
BCL
FB
R
G
B
LU
SP
Po
V60
25Hz
-V
UHeat
SP
Ba
BCL
Ba
UHeat
-H
10 Video-Amplifier
amplificatore video
CRT 2000S
(CRT 2001S)
(CRT 2005)
*14"not inserted
segnale rosso
segn verde
segn blu
26kV
7kV UFoc
UG2
BF883S BF881 TT11
BF422 TT07*
BF422 TT17*
BF422 TT27*
BC558 TT33
TL 082 IF01
Vert. Abl.
Defl. vert.
Horiz. Abl.
Defl. orriz
Horiz-Abl
BL01
BU 208 / S 2055AF TL19
BSR 50 TL17
BC548B TF25
BC558 C TV01
BC548 C TV02
LL05
LL19
LL26
Focus fuoco
Vert-Abl
BF01
1 Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
2 Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
3 Sound "L" audio "S" 0,5V RMS
4 Sound audio
5 Video B
6 Sound "L" audio "S" 0,5V RMS
7 Video B 0,7V RMS
8 AV ≙ 12V
4
9 Video G/V
10 NC*
11 Video G/V 0,7V RMS
12 NC*
13 Video R
14 NC*
15 Video R 0,7V RMS
16 Blanking spegnimento Video
9
17 Video
18 Blanking spegnimento
19 Video 1Vss/75Ω
12
20 Video 1Vss/75Ω
21 Chassis telaio
Δ = Europa-Normbuchse
Presa peritelevisione
European standard bush
Peri-télévision
*Utilizzazione futura allo studio
010
erface
1
E1 14Vpp
B1 2,5Vpp
E5 1Vpp
E8 0,4Vpp
H2 1,5Vpp
E2 0,8Vpp
E7 0,4Vpp
F1 1Vpp
E10 4Vpp
G6 4Vpp
H1 10 Vss
E9 4Vpp
D6 6Vpp
H10 250Vpp
K1 1,5Vpp
N2 80Vpp
K5 1,8Vpp
K6 2Vpp
K3 2Vpp
H3 4,5Vpp
K4 3Vpp
M2 30Vpp
M6 12Vpp
M5 1000Vpp
N1 25Vpp
N3 50Vpp
N4 15Vpp

Änderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications réservées!

L/SECAM BG/L/DKK'/NTSC-Video

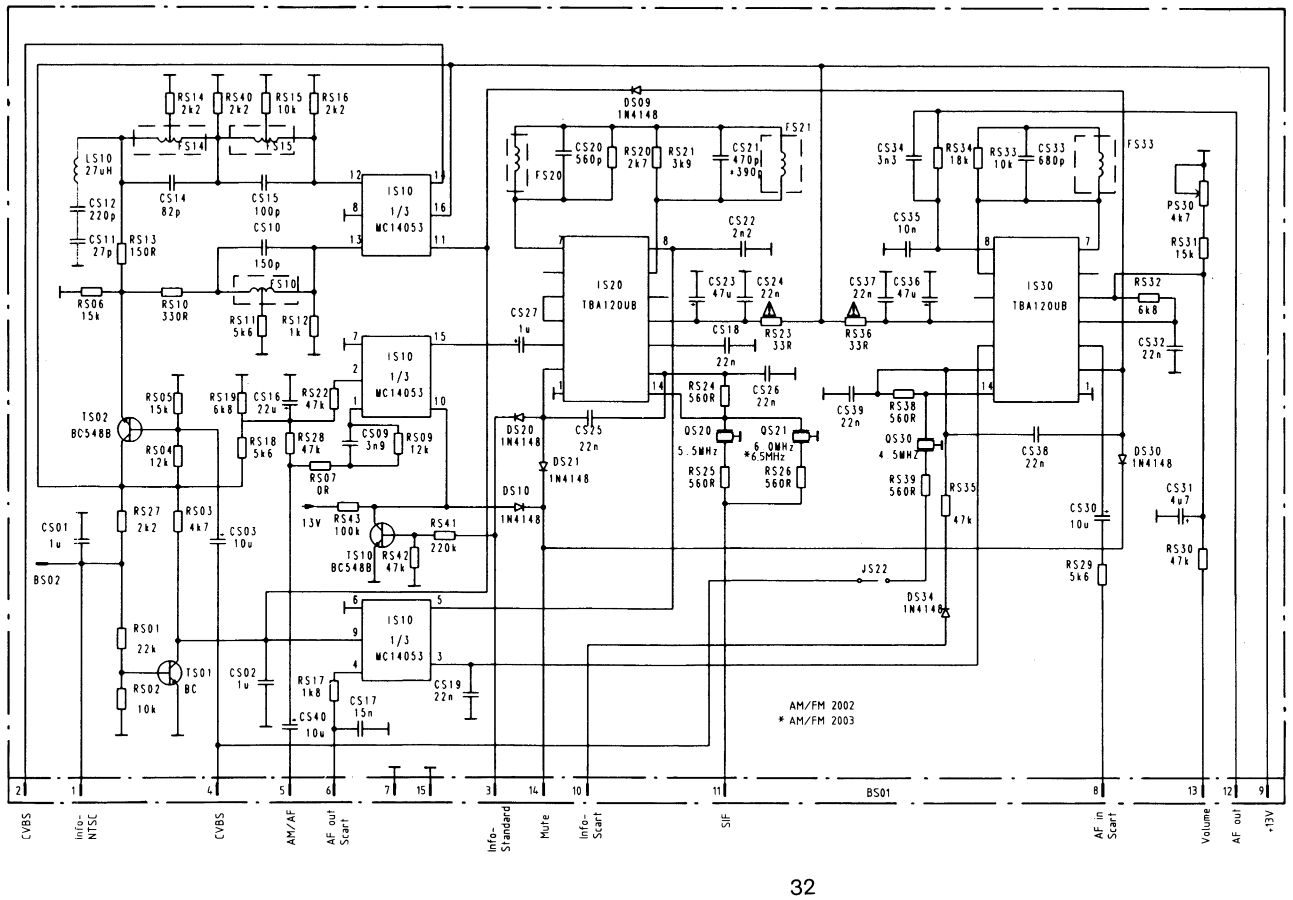


IF2136
ZF/IF
MC 44802
I106
7 Bit Latch
Switch Buffer
Bus Receiver
TDA 4445B
TDA4453F
TSB5301
TA8659CN
IV01
VC43
DL
TO AM/FM MODUL
R
B
FB
G
-H
-V
Data
Clock
AVS
AVE
25Hz
CVBS
AGC
STD
CVBSS
A1
MI2
NT
V60
Tint
M5
Po
-Us
CO
CT
BCL
LU
SP
V60 25Hz -V
UHeat
---PAL
* PAL/SECAM
Δ PAL/SECAM/NTSC
Mute ≙ L
Audio stop ≙ L
4Vpp
0,8Vpp
0,4Vpp
6Vpp
1Vpp
Secam
Color
Sharpness
Control Logic
NTSC Ident
PAL Ident
Secam Ident
VCXO
Puls Sharper
RGB Matrix
V-Counter
Reset Fernsteuer Gen
50/60 Hz Ident



an VT/SCART
BR04
CINCH IN
BE01
BE02
BE03
BE04
TEA2114
IE10
Scart-Interface
SCI 2030
HEF4066BP
IE30
5

Ton-Baustein · Audio Module · Module Son · Modulo Audio AM/FM 2003



IS10
1/3
MC14053
IS20
TBA120UB
IS30
TBA120UB
BS01
BS02
AM/FM 2002
* AM/FM 2003
CVBS
Info-NTSC
CVBS
AM/AF
AF out Scart
Info-Standard
Mute
Info-Scart
SIF
AF in Scart
Volume
AF out
+13V

Achtung! ⚠

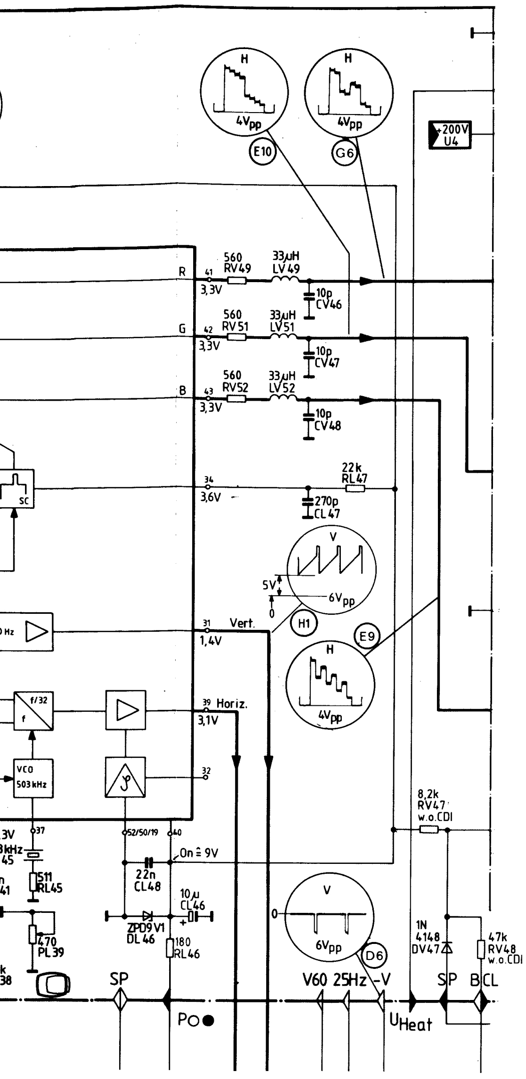
Dieses Gerät ist mit einer Lithium-Batterie ausgestattet (Position XR 85 bzw. XR 82). Beim Austausch ist unbedingt auf die richtige Polung zu achten (Explosionsgefahr)! Die Batterie darf nur durch das vom Hersteller geprüfte und angegebene Originalteil ersetzt werden. Verbrauchte Batterien nur in den Sondermüll geben.

Warning! ⚠

This unit is equipped with a lithium battery (item XR 85 or XR 82). When exchanging the battery, it is essential that the correct polarity is noted (danger of explosion). Any used batteries must only be repalced by the original batteries of the manufacturer, which have been previously tested. Used batteries should only be disposed of as laid down in the regulations of the country in question.

Attenzione! ⚠

L'apparecchio è provvisto di una pila al litio (posizione XR 85 risp. XR 82). Alla sostituzione bisogna assolutamente assicurarsi che la polarità sia corretta (pericolo di esplosione). La batteria va sostituita solo con parti originali collaudate ed indicate dal costruttore. Le batterie usate devono essere smaltite come rifiuti speciali.


4Vpp
E10
G6
200V
U4
560
RV49
33µH
LV49
10p
CV46
RV51
LV51
CV47
RV52
LV52
CV48
3,3V
22k
RL47
270p
CL47
3,6V
6Vpp
H1
E9
Vert.
1,4V
Horiz.
3,1V
VCO
503kHz
22n
CL48
10µ
CL46
ZPD9V1
DL46
180
RL46
470
PL39
8,2k
RV47
w.o.CDI
1N4148
DV47
47k
RV48
w.o.CDI
On ≙ 9V
D6
V60 25Hz
SP
BCL
Po●
UHeat

Achtung! ⚠

Dieses Gerät ist mit einer Lithium-Batterie ausgestattet (Position XR 85 bzw. XR 82). Beim Austausch ist unbedingt auf die richtige Polung zu achten (Explosionsgefahr)! Die Batterie darf nur durch das vom Hersteller geprüfte und angegebene Originalteil ersetzt werden. Verbrauchte Batterien nur in den Sondermüll geben.

Warning! ⚠

This unit is equipped with a lithium battery (item XR 85 or XR 82). When exchanging the battery, it is essential that the correct polarity is noted (danger of explosion). Any used batteries must only be repalced by the original batteries of the manufacturer, which have been previously tested. Used batteries should only be disposed of as laid down in the regulations of the country in question.

Attenzione! ⚠

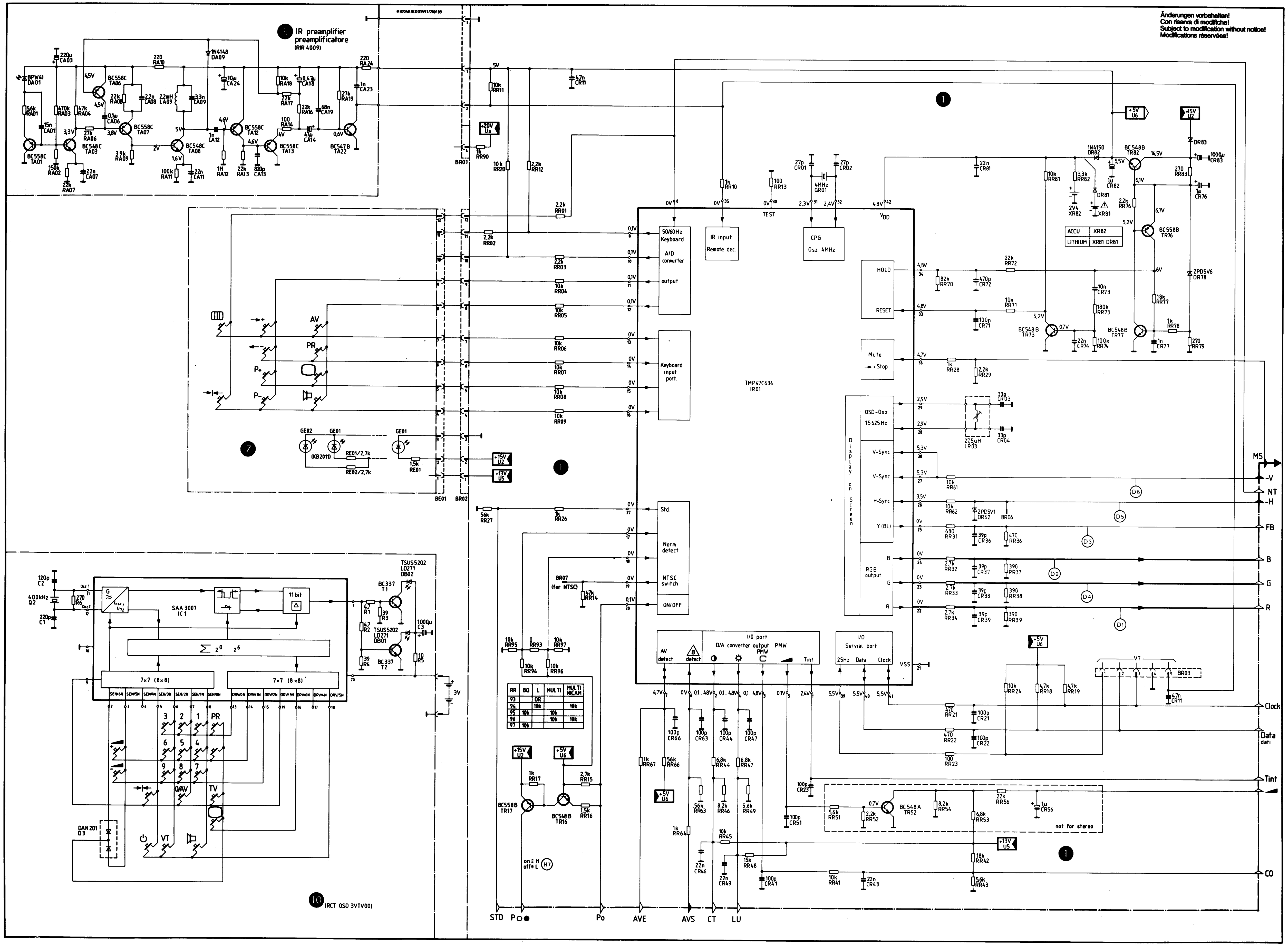
L'apparecchio è provvisto di una pila al litio (posizione XR 85 risp. XR 82). Alla sostituzione bisogna assolutamente assicurarsi che la polarità sia corretta (pericolo di esplosione). La batteria va sostituita solo con parti originali collaudate ed indicate dal costruttore. Le batterie usate devono essere smaltite come rifiuti speciali.

❶ Chassis
Telaio

❼ Tastenplatte
Piastra tasti
Key-board
Platine du commutation

❽ IR-Vorverstärker
Preamplificatore IR
IR pre-amplification
Préamplification

❿ Fernbedienung
Remote control



Änderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications réservées!

IR preamplifier
preamplificatore
(RIR 4009)
BPW41
DA01
BC558C
TA01
BC548C
TA03
BC558C
TA06
BC558C
TA07
BC548C
TA08
BC558C
TA12
BC558C
TA13
BC547B
TA22
1N4148
DA09
5V
10k
RR11
47n
CR11
20V
U5
BR01
BR02
BE01
TMP47C634
IR01
50/60Hz
Keyboard
A/D
converter
output
IR input
Remote dec.
CPG
Osz. 4MHz
TEST
VDD
4MHz
QR01
27p
CR01
CR02
HOLD
RESET
Mute
Stop
Keyboard
input
port.
OSD-Osz.
15625 Hz
Display on Screen
V-Sync
H-Sync
Y (BL)
RGB
output
Std.
Norm
detect
NTSC
switch
ON/OFF
I/0 port
D/A converter output PMW
PMW
Tint
AV
detect
I/0
Servial port
25Hz
Data
Clock
VSS
AV
PR
P+
P-
GE02
GE01
(KB2011)
RE01/2,7k
RE02/2,7k
15V
U2
13V
U5
5V
U6
45V
U2
BC548B
TR82
BC558B
TR76
BC548B
TR73
BC548B
TR77
ZPD5V6
DR78
1N4150
DR82
ACCU
XR82
LITHIUM
XR81 DR81
BC548A
TR52
not for stereo
BC558B
TR17
BC548B
TR16
on ≙ H
off ≙ L
H7
BR07
(for NTSC)
SAA 3007
IC1
400kHz
Q2
11 bit
Σ 2⁰ 2⁶
7×7 (8×8)
TSUS5202
LD271
DB02
DB01
BC337
T1
T2
DAN201
D3
3V
PR
0/AV
TV
VT
(RCT OSD 3VTV00)
M5
-V
NT
-H
FB
B
G
R
Clock
Data
dati
Tint
CO
STD
Po●
Po
AVE
AVS
CT
LU
D1
D2
D3
D4
D5
D6
VT
BR03

RR	BG	L	MULTI	MULTI NICAM
93		OR		
94		10k		10k
95	10k		10k	
96			10k	10k
97	10k			

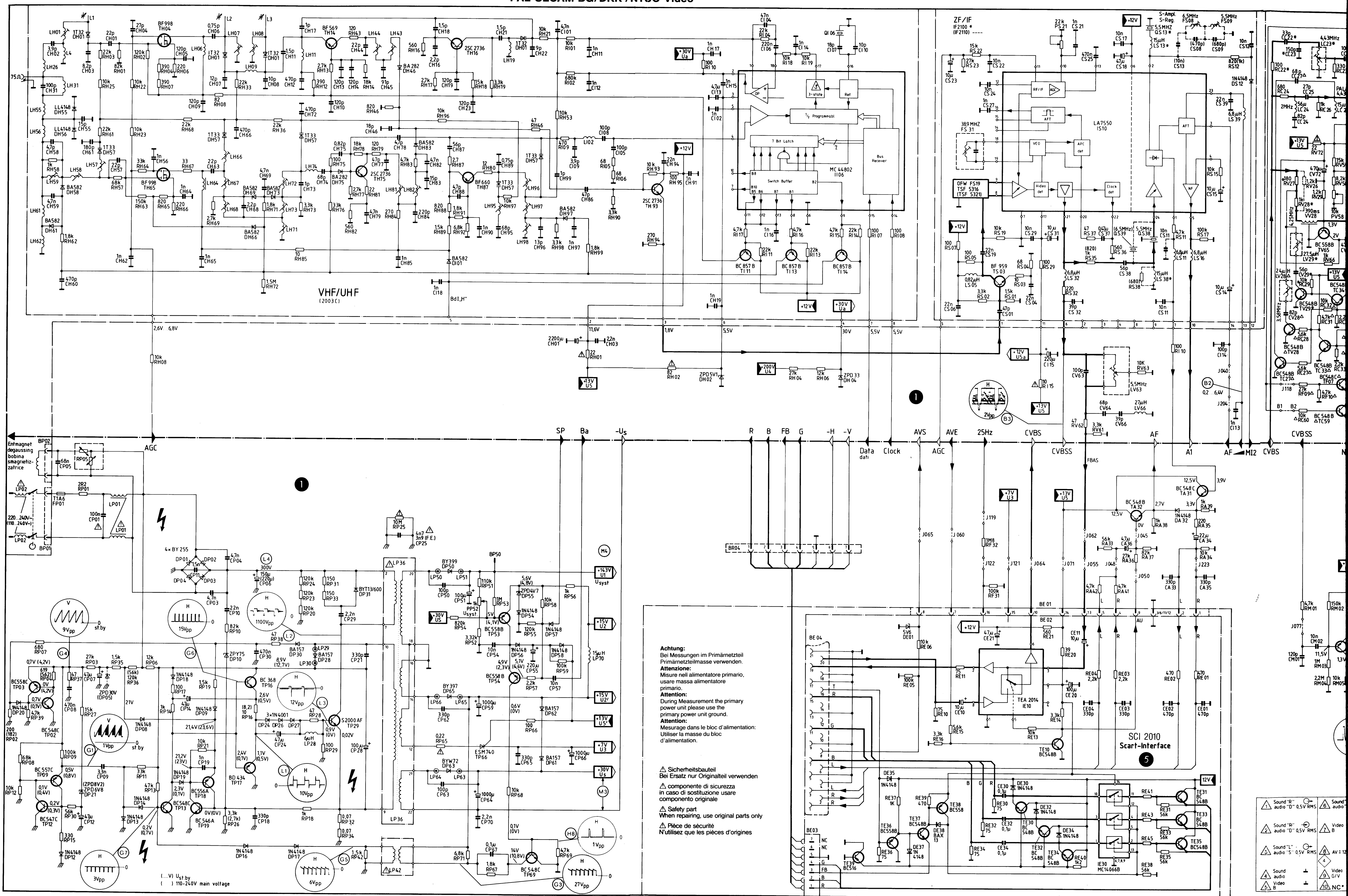
❶ Chassis
Telaio

❺ Scart-Interfaceplatte
Piastra scart interface
Scart interface board

❿ Bildröhren-Platte
Piastra cinescopio
CRT-board
Platine du tube image

F 19/20/IKC 2-Mono

PAL BG
PAL-SECAM BG
PAL-SECAM BG/DKK'/NTSC-Video


VHF/UHF
(2003C)
ZF/IF
LA7550
IS10
MC 44802
II06
OFW FS19
TSF 5316
(TSF 5321)
TEA 2014
IE10
SCI 2010
Scart-Interface
MC14066B
IE30
AGC
SP
Ba
-Us
R
B
FB
G
-H
-V
Data
dati
Clock
AVS
AVE
25Hz
CVBS
CVBSS
AF
A1
MI2
FBAS
Entmagnet
degaussing
bobina
smagnetiz-
zatrice
220...240V~
(110...240V~)
S2000AF
TP29
LP36
BU 508
4× BY 255
+143V
U1
Usyst
+15V
U2
+15V
U2'
+13V
U5'
+7V
U3
+30V
Us
(...V) Ust.by
( ) 110-240V main voltage
Sound "R"
audio "D" 0,5V RMS
Sound "L"
audio "S" 0,5V RMS
Sound
audio
Video
B
AV I 2
NC*

Achtung:
Bei Messungen im Primärnetzteil Primärnetzteilmasse verwenden.

Attenzione:
Misure nell alimentatore primario, usare massa alimentatore primario.

Attention:
During Measurement the primary power unit please use the primary power unit ground.

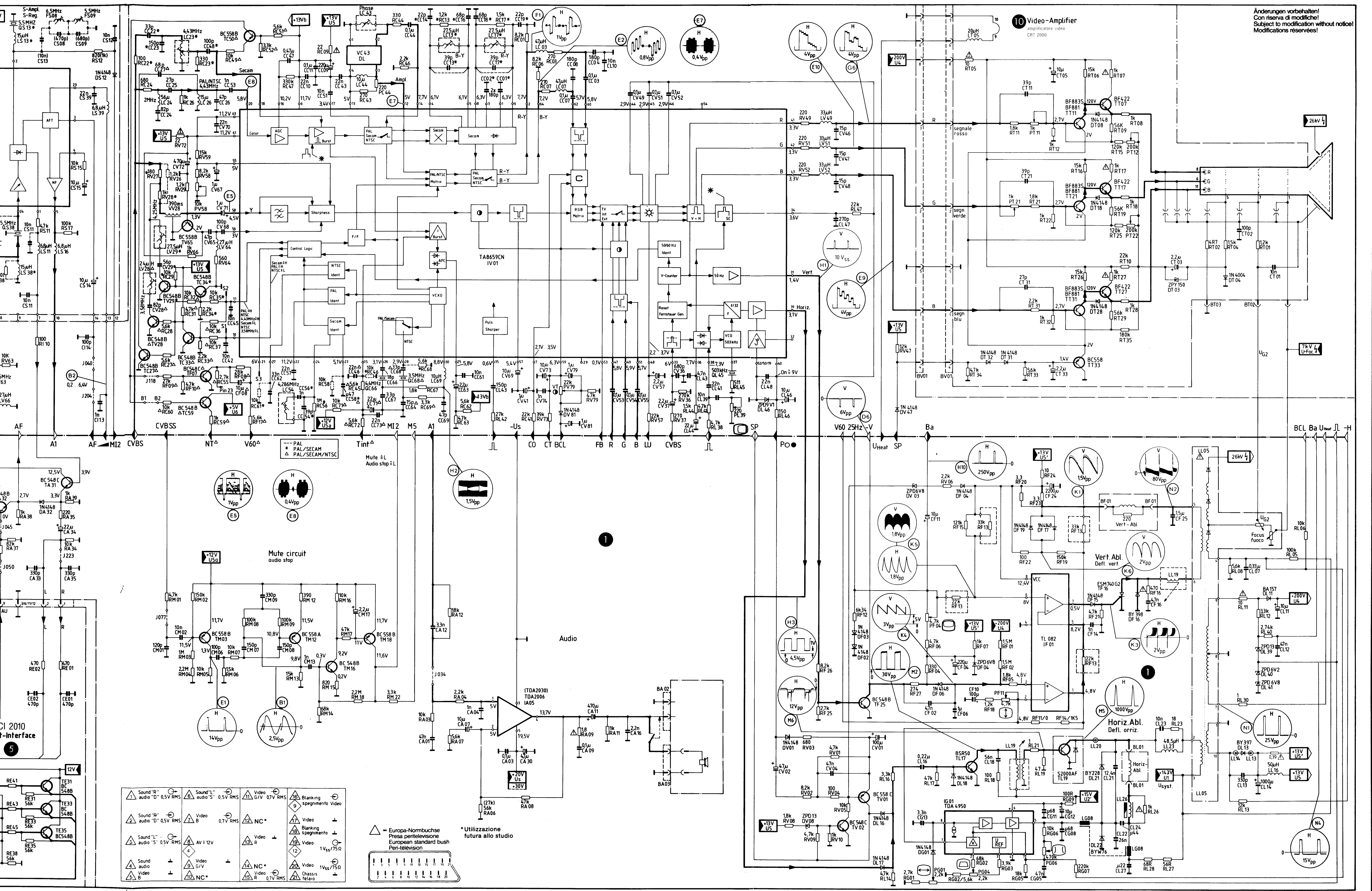
Attention:
Mesurage dans le bloc d'alimentation: Utiliser la masse du bloc d'alimentation.

⚠ Sicherheitsbauteil
Bei Ersatz nur Originalteil verwenden

⚠ componente di sicurezza
in caso di sostituzione usare componento originale

⚠ Safety part
When repairing, use original parts only

⚠ Pièce de sécurité
N'utilisez que les pièces d'origines

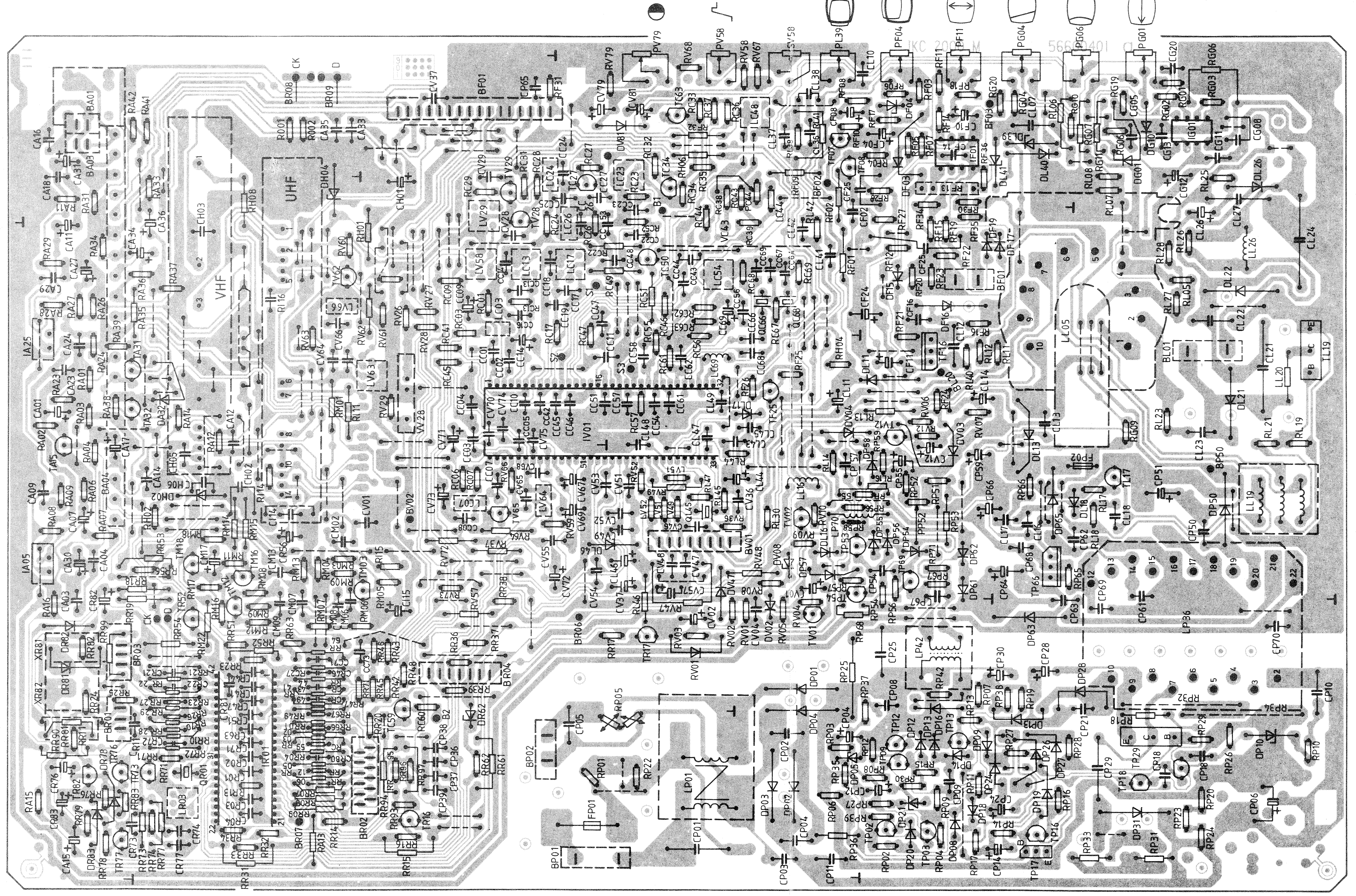

10 Video-Amplifier
amplificatore video
CRT 2000
TA8659CN
IV01
Mute circuit
audio stop
Audio
(TDA2030)
TDA2006
IA05
Vert.Abl.
Defl. vert.
Horiz.Abl.
Defl. orriz.
TL 082
IF01
IG01
TDA 4950
Focus
fuoco
segnale rosso
segn verde
segn blu
CI 2010
t-Interface
Mute ≙ L
Audio stop ≙ L
--- PAL
* PAL/SECAM
△ PAL/SECAM/NTSC
1 Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
2 Sound "R" audio "D" 0,5V RMS
3 Sound "L" audio "S" 0,5V RMS
4 Sound audio
5 Video B
6 Sound "L" audio "S" 0,5V RMS
7 Video B 0,7V RMS
8 AV ≙ 12V
9 Video G/V
10 NC*
11 Video G/V 0,7V RMS
12 NC*
13 Video R
14 NC*
15 Video R 0,7V RMS
16 Blanking spegnimento Video
17 Video
18 Blanking spegnimento
19 Video 1V_{ss}/75Ω
20 Video 1V_{ss}/75Ω
21 Chassis telaio

△ = Europa-Normbuchse
Presa peritelevisione
European standard bush
Peri-télévision

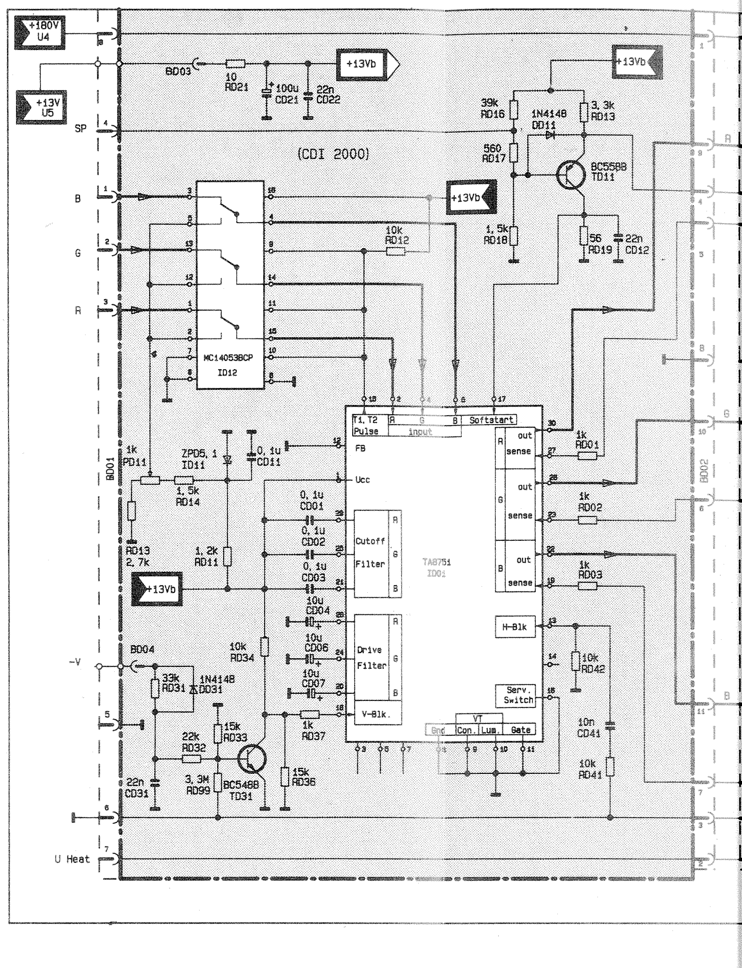
*Utilizzazione futura allo studio

Änderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications réservées!

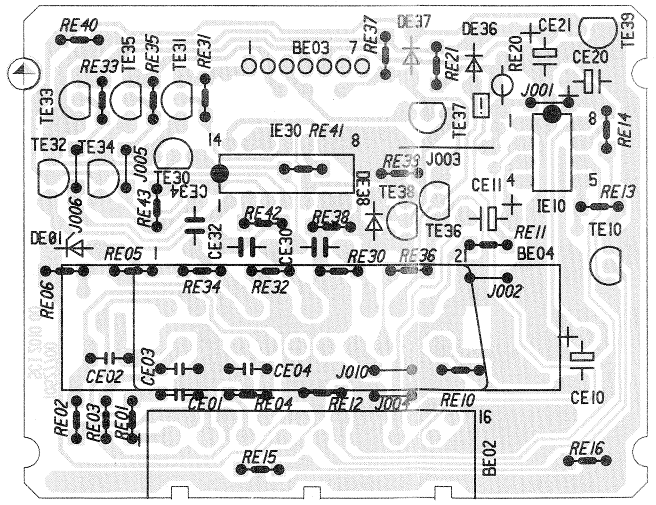
Chassis – Lötseite · Telaio – lato saldature · Chassis – solder side · Chassis – côté soudure


UHF
VHF
BR08
BR09
IV01
LL05
BL01

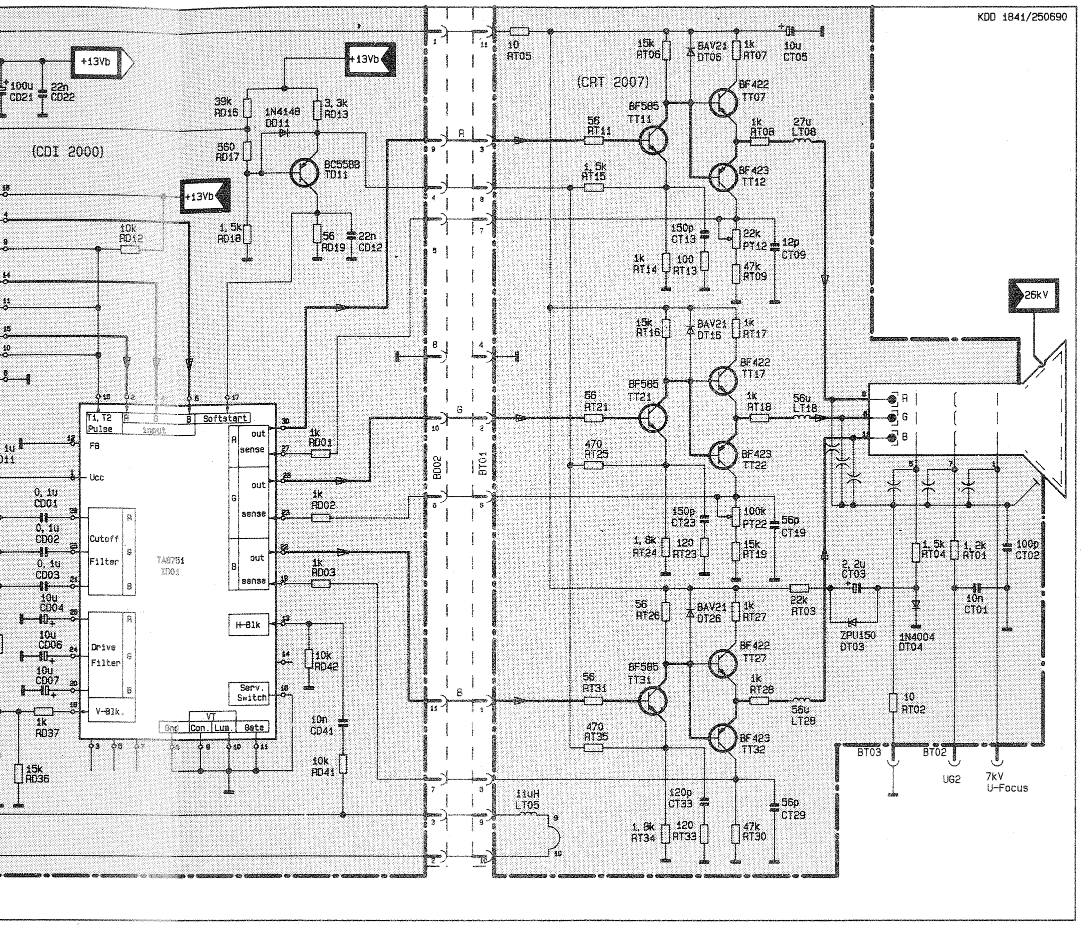
Cut off-Modul (CDI 2000/CRT 2007)


+180V U4
+13V U5
+13Vb
(CDI 2000)
MC14053BCP ID12
TA8751 ID01
BC558B TD11
BC548B TD31
U Heat

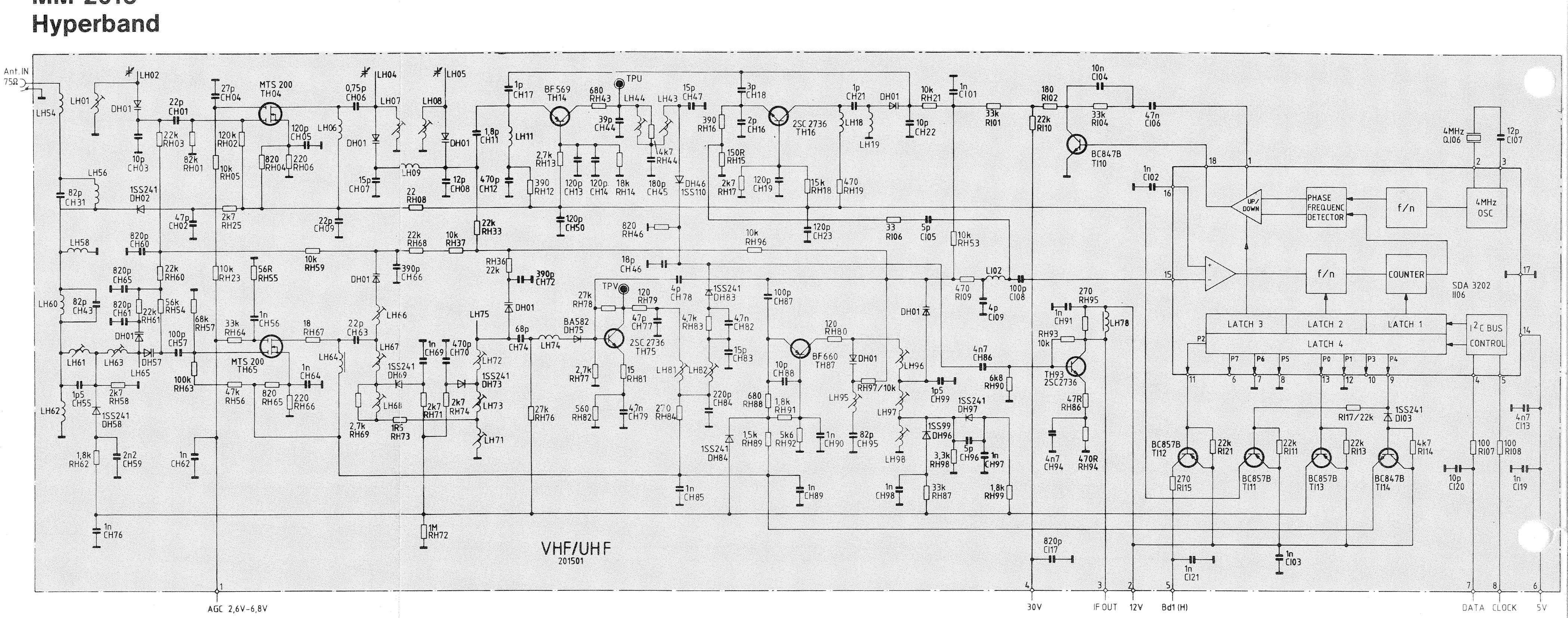
Scart-Anschlußplatte SCI 2010
Scart Interface
Platine prise péritélévision
Piastra presa peritelevisione


BE03
BE04
BE02
IE30
IE10

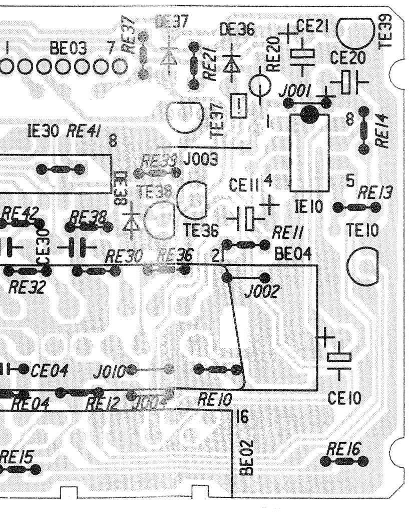
CDI 2000/CRT 2007)


KDD 1841/250690
(CRT 2007)
(CDI 2000)
+13Vb
25kV
TA8751 ID01
Softstart
Cutoff Filter
Drive Filter
V-Blk.
H-Blk
Serv. Switch
BF585
BF422
BF423
BAV21
7kV U-Focus
UG2
BT03
BT02
BD02
BT01

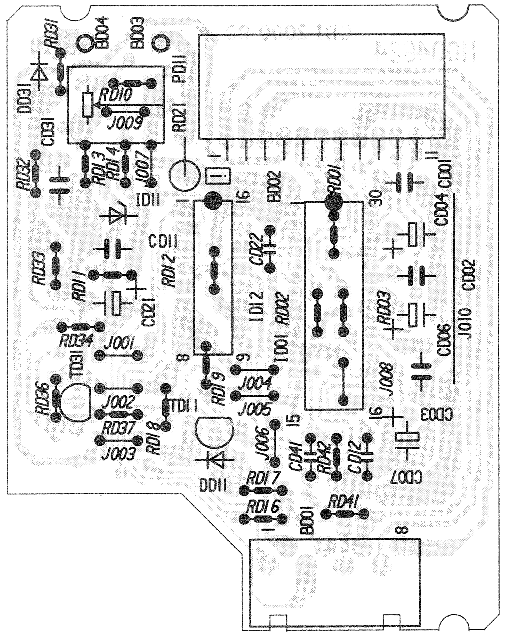
Tuner
MM 2015
Hyperband


Ant. IN 75Ω
VHF/UHF
201501
AGC 2,6V-6,8V
30V
IF OUT
12V
Bd1 (H)
DATA
CLOCK
5V
SDA 3202 II06
PHASE FREQUENC DETECTOR
f/n
4MHz OSC
COUNTER
LATCH 3
LATCH 2
LATCH 1
LATCH 4
I²C BUS CONTROL
UP/DOWN
MTS 200
BF569
BF660
2SC 2736
BC847B
BC857B

...chlußplatte SCI 2010
...face
...se péritélévision
...sa peritelevisione

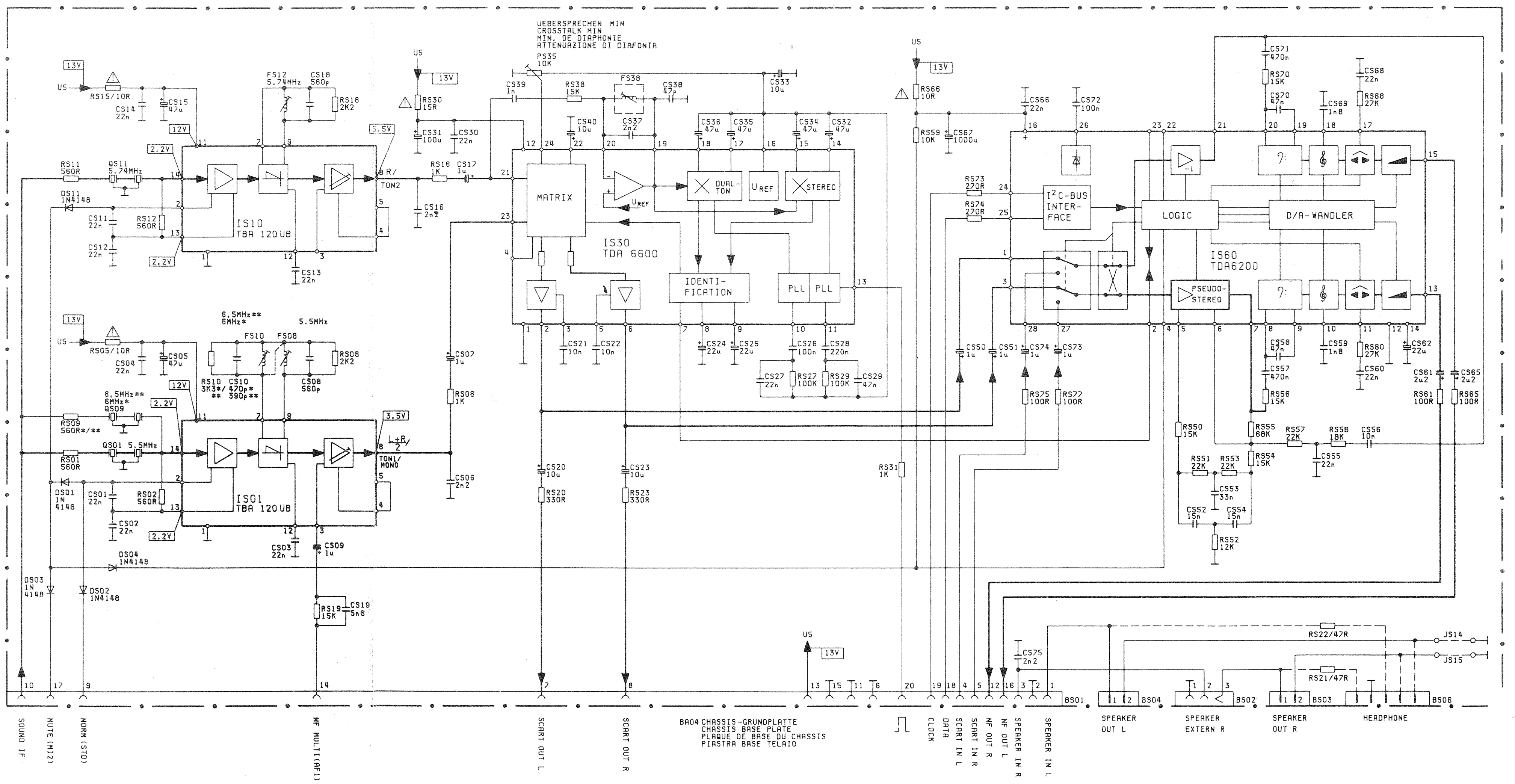

BE03
DE37
DE36
CE21
CE20
TE39
RE21
RE20
J001
TE37
IE30
RE41
RE39
J003
TE38
CE11
IE10
RE13
TE10
RE42
RE38
TE36
RE11
BE04
RE30
RE36
J002
RE32
CE04
J010
RE10
CE10
RE04
RE12
RE15
BE02
RE16

Cut off-Modul-Leiterplatte
Piastra "Cut off modulato" CDI 2000
P. C. B. Cut-off


RD31
BD04
BD03
PD11
DD31
CD31
RD10
J009
RD32
RD14
RD21
RD13
ID11
CD11
RD33
RD12
CD02
ID12
RD02
RD01
CD01
CD04
CD03
RD34
J001
TD31
J004
J005
RD36
J002
RD37
J003
RD8
RD9
TD11
J006
J008
CD41
RD42
CD12
CD07
DD11
RD17
RD16
RD41
BD01
CD06
J010

Ton-Baustein · Audio Module
Module Son · Modulo Audio

FM 2000
FM 2011 (6,5 MHz)


UEBERSPRECHEN MIN
CROSSTALK MIN
MIN. DE DIAPHONIE
ATTENUAZIONE DI DIAFONIA
IS10 TBA 120UB
IS01 TBA 120UB
IS30 TDA 6600
IS60 TDA6200
MATRIX
DUAL-TON
UREF
STEREO
IDENTI-FICATION
PLL
I²C-BUS INTER-FACE
LOGIC
D/A-WANDLER
PSEUDO-STEREO
TON2
TON1/MONO
BA04 CHASSIS-GRUNDPLATTE
CHASSIS BASE PLATE
PLAQUE DE BASE DU CHASSIS
PIASTRA BASE TELAIO
SOUND IF
MUTE (M12)
NORM (STD)
NF MULTI (AF1)
SCART OUT L
SCART OUT R
CLOCK
DATA
SCART IN L
SCART IN R
NF OUT R
NF OUT L
SPEAKER IN R
SPEAKER IN L
SPEAKER OUT L
SPEAKER EXTERN R
SPEAKER OUT R
HEADPHONE
BS01
BS04
BS02
BS03
BS06

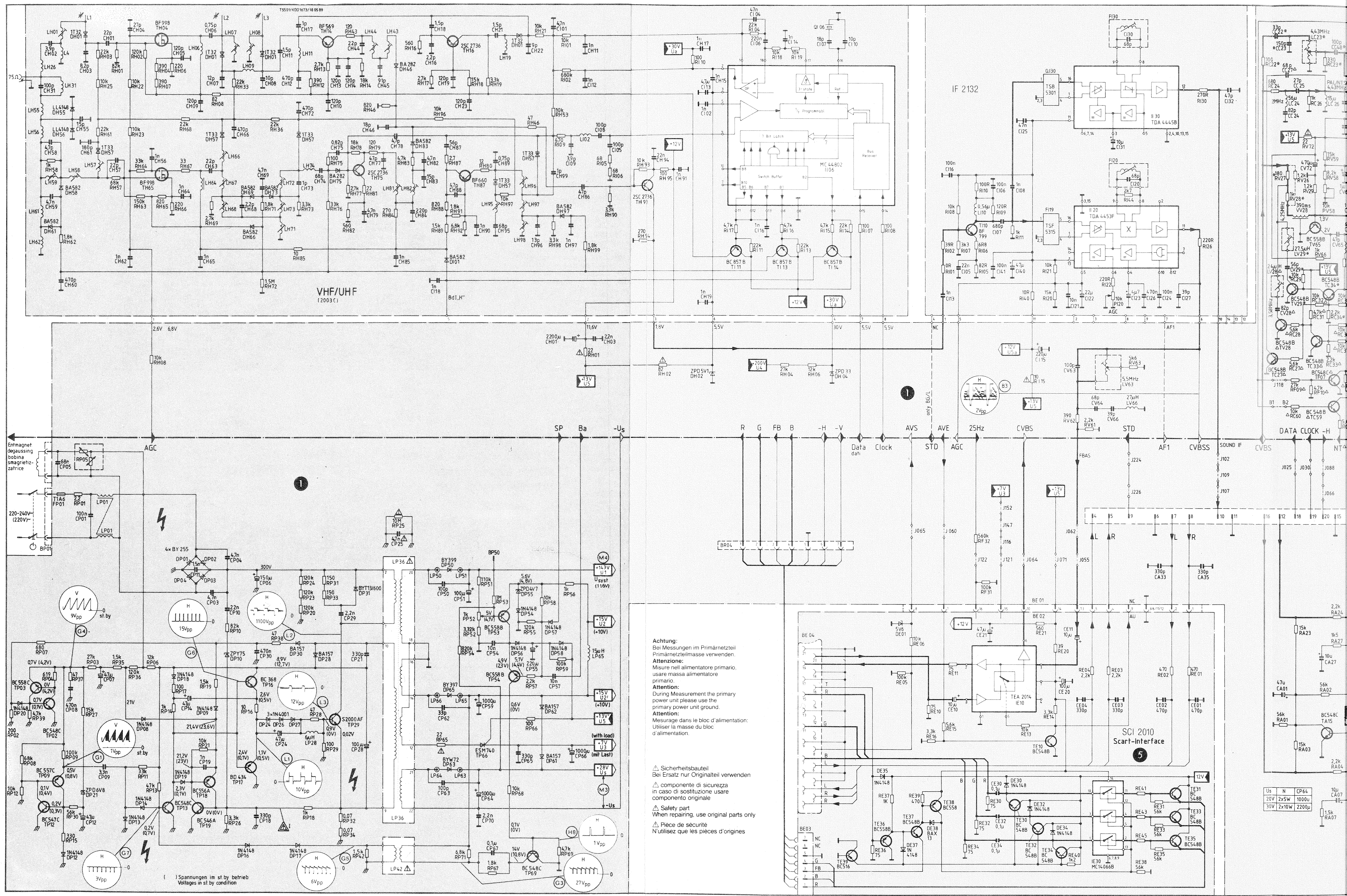
① Chassis
Telaio

⑤ Scart-Interfaceplatte
Piastra scart interface
Scart interface board

⑩ Bildröhren-Platte
Piastra cinescopio
CRT-board
Platine du tube image

F 19/IKC 2-Stereo

PAL BG
PAL-SECAM BG
PAL-SECAM BG/DKK'/NTSC-Video


T5501/KDD 1673/18 05 89
VHF/UHF
(2003C)
MC 44802
IF 2132
TDA 4445B
TDA 4453F
①
SP
Ba
-Us
AGC
R G FB B -H -V
Data
Clock
AVS
AVE
STD
25Hz
CVBS
AF1
CVBSS
SOUND IF
DATA CLOCK
Entmagnet degaussing bobina smagnetizzatrice
220-240V~ (220V)~
TEA 2014
SCI 2010
Scart-Interface
⑤

Achtung:
Bei Messungen im Primärnetzteil Primärnetzteilmasse verwenden.
Attenzione:
Misure nell alimentatore primario, usare massa alimentatore primario.
Attention:
During Measurement the primary power unit please use the primary power unit ground.
Attention:
Mesurage dans le bloc d'alimentation: Utiliser la masse du bloc d'alimentation.

⚠ Sicherheitsbauteil
Bei Ersatz nur Originalteil verwenden

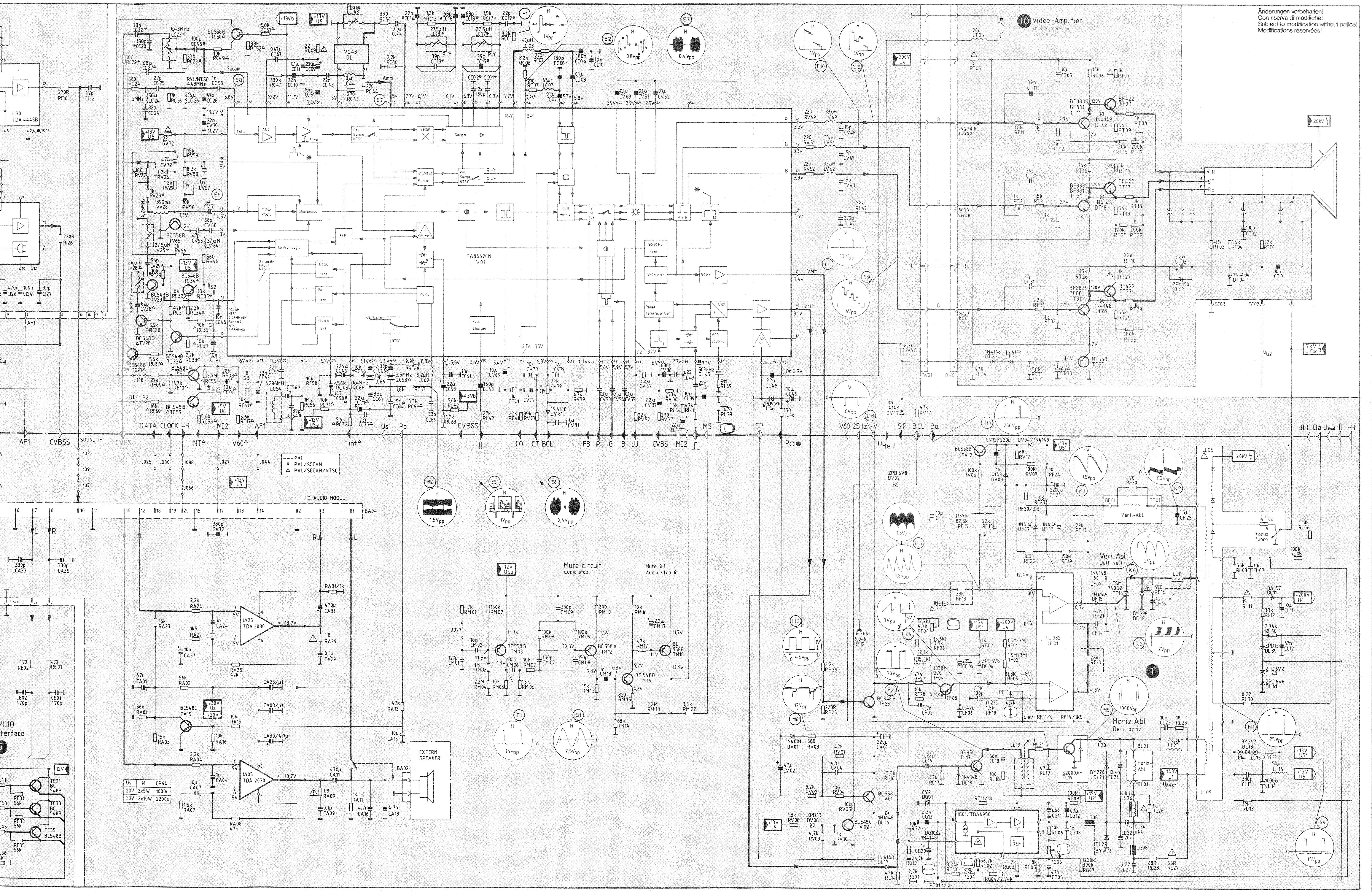
⚠ componente di sicurezza
in caso di sostituzione usare componento originale

⚠ Safety part
When repairing, use original parts only

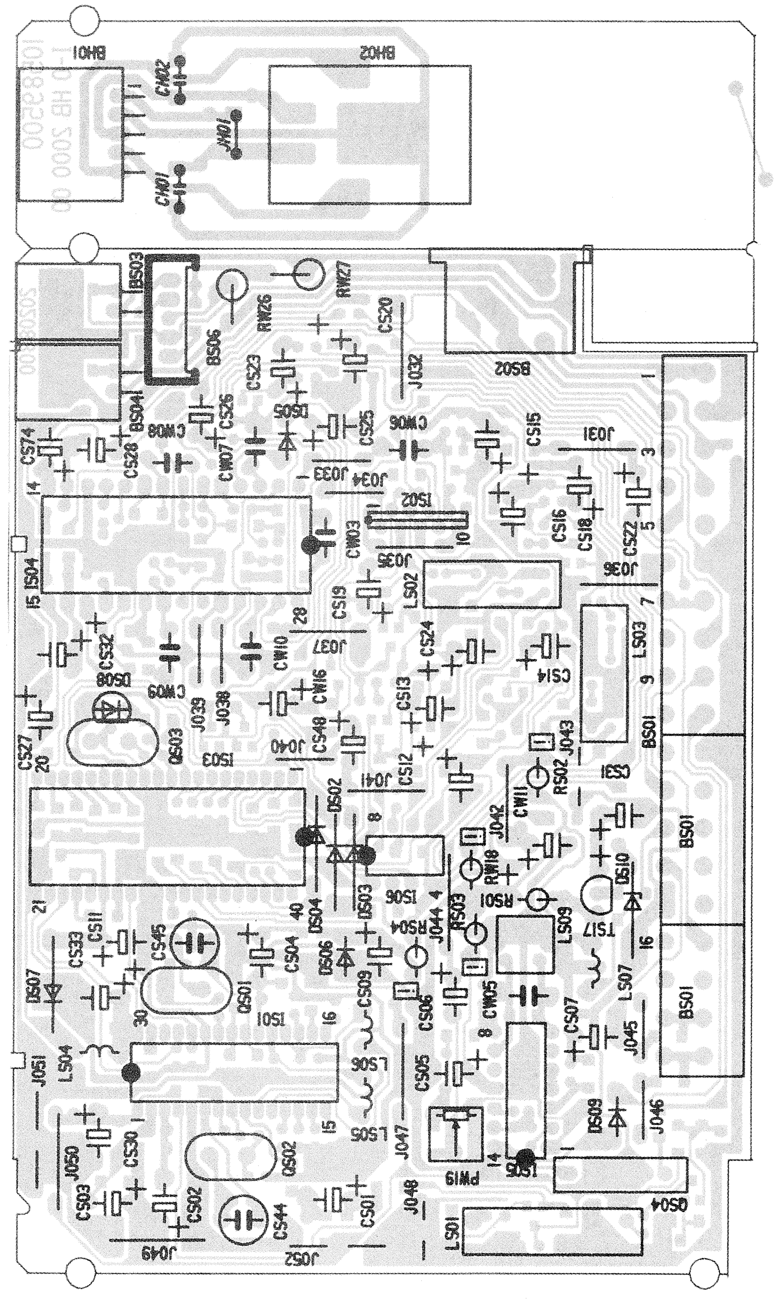
⚠ Pièce de sécurité
N'utilisez que les pièces d'origines

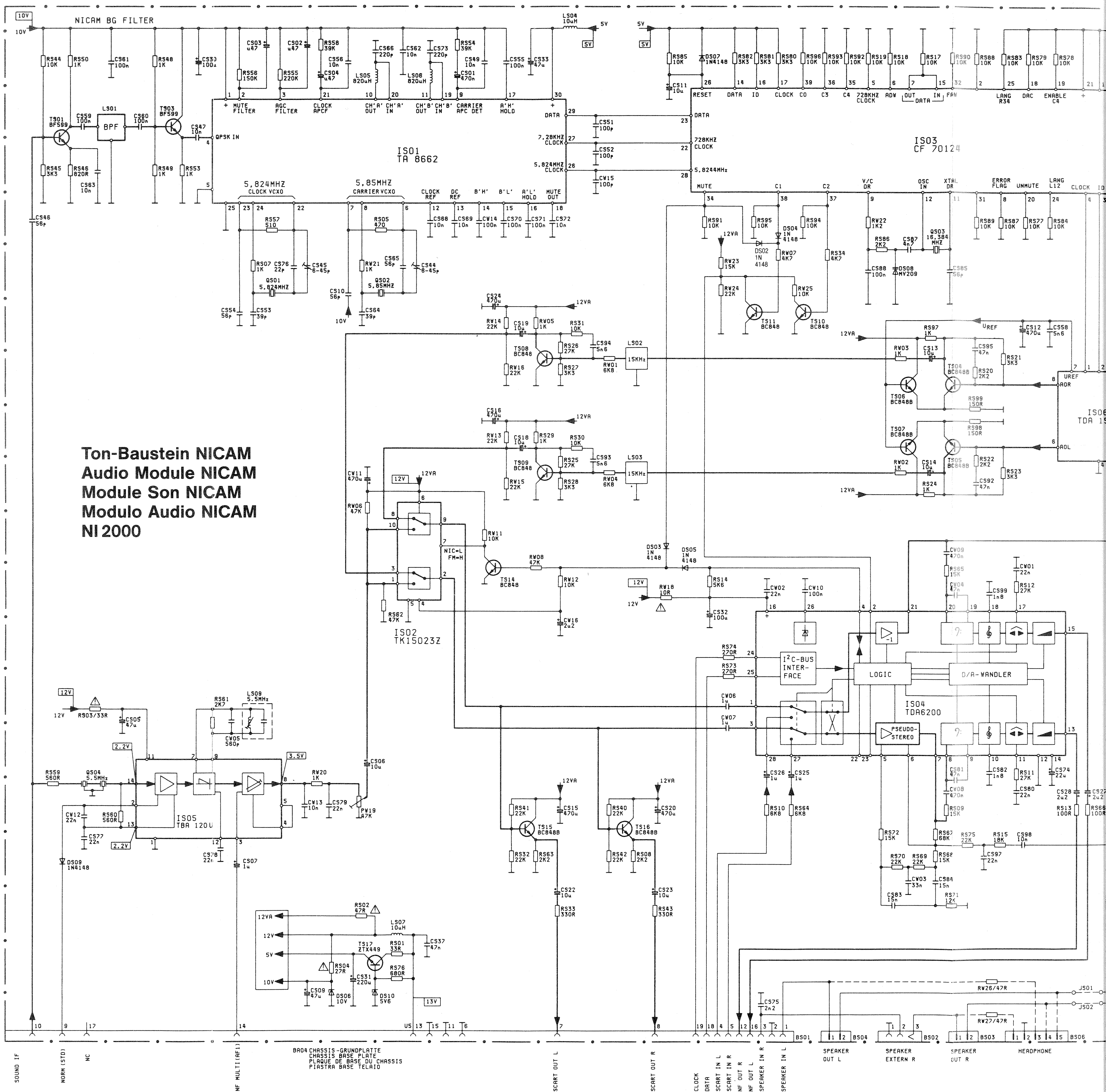
( ) Spannungen im st by betrieb
Voltages in st by condition

Änderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications réservées!

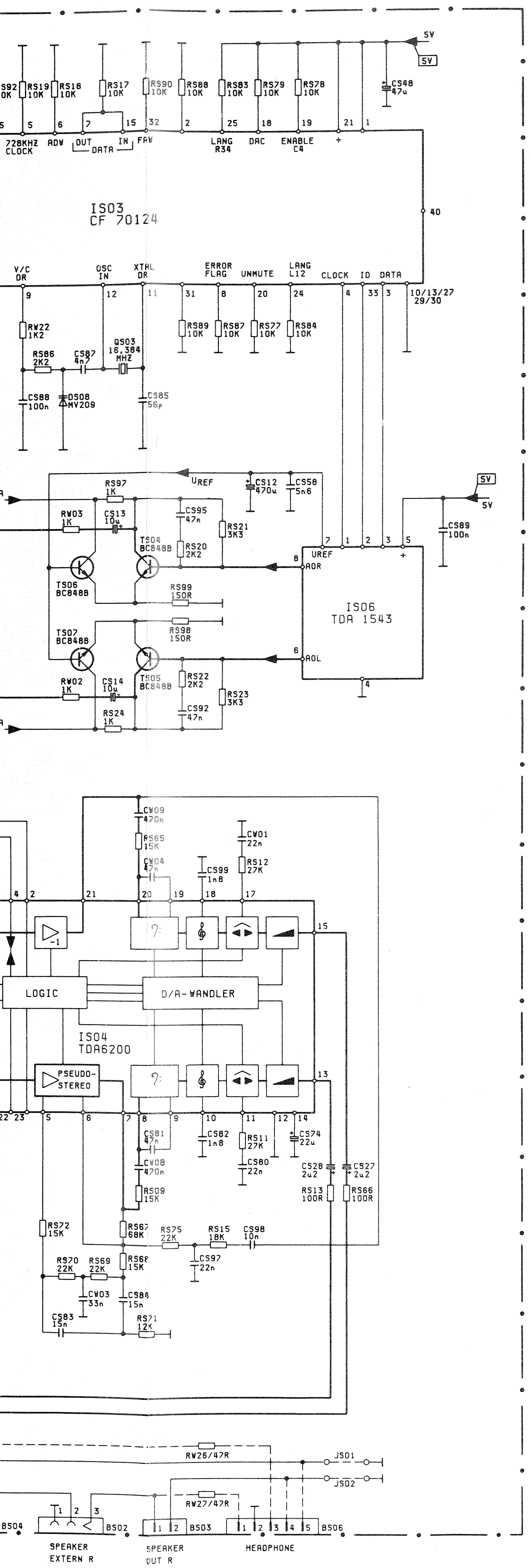

10 Video-Amplifier
amplificatore video
CRT 2000 S
TA8659CN
IV01
TDA 4445B
Color
AGC
Burst
Sharpness
Control Logic
RGB Matrix
V-Counter
Reset Fernsteuer Gen.
VCO 503kHz
Vert.
Horiz.
DATA CLOCK -H NT V60 AF1
CVBSS
SOUND IF
TO AUDIO MODUL
BA04
--- PAL
* PAL/SECAM
△ PAL/SECAM/NTSC
Mute circuit
audio stop
Mute ≙ L
Audio stop ≙ L
TDA 2030
IA25
IA05
EXTERN SPEAKER
Us | N | CP64
20V | 2x5W | 1000µ
30V | 2x10W | 2200µ
Interface
segnale rosso
segn verde
segn blu
26kV
7kV U-Foc
Focus fuoco
Vert.-Abl.
Vert.Abl.
Defl. vert.
TL 082
IF01
Horiz.Abl.
Defl. orriz.
IG01/TDA4950
Usyst
BCL Ba UHeat -H
V60 25Hz -V SP BCL Ba
UHeat
Po

Ton-Baustein NICAM NI 2000
Audio Module
Module Son
Modulo Audio

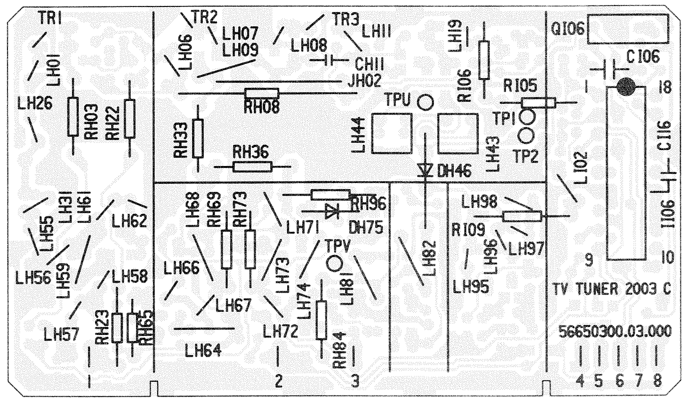


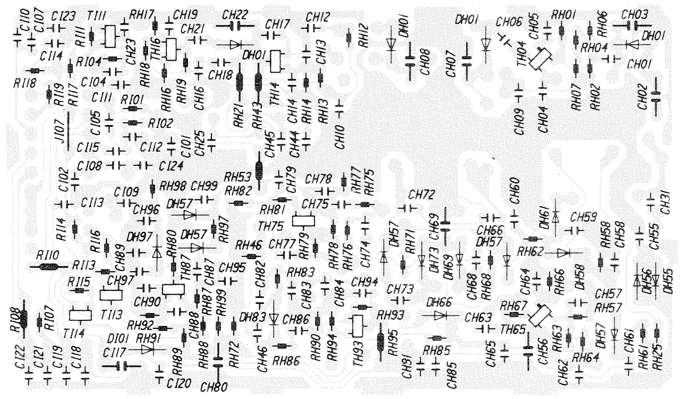

NICAM BG FILTER
10V
5V
IS01
TA 8662
MUTE FILTER
AGC FILTER
CLOCK APCF
CH'A' OUT
CH'A' IN
CH'B' OUT
CH'B' IN
CARRIER APC DET
A'H' HOLD
QPSK IN
DATA
7,28KHZ CLOCK
5,824MHZ CLOCK
5,824MHZ CLOCK VCXO
5,85MHZ CARRIER VCXO
CLOCK REF
DC REF
B'H'
B'L'
A'L' HOLD
MUTE OUT
BPF
IS03
CF 70124
RESET
DATA
ID
CLOCK CO
C3
C4
728KHZ CLOCK
ADW
OUT DATA IN
LANG DAC
ENABLE
MUTE
C1
C2
V/C DR
OSC IN
XTAL DR
ERROR FLAG
UNMUTE
LANG L12
CLOCK
UREF
IS06
TDA 1
UREF
ADR
ADL
15KHz
IS02
TK15023Z
NIC=L FM=H
IS05
TBA 120U
IS04
TDA6200
I²C-BUS INTER-FACE
LOGIC
D/A-WANDLER
PSEUDO-STEREO
12VA
12V
5V
10V
13V
BS01
BS02
BS03
BS04
BS06
JS01
JS02
BA04 CHASSIS-GRUNDPLATTE
CHASSIS BASE PLATE
PLAQUE DE BASE DU CHASSIS
PIASTRA BASE TELAIO
SOUND IF
NORM (STD)
NC
NF MULTI (AF1)
SCART OUT L
SCART OUT R
CLOCK
DATA
SCART IN L
SCART IN R
NF OUT R
NF OUT L
SPEAKER IN R
SPEAKER IN L
SPEAKER OUT L
SPEAKER EXTERN R
SPEAKER OUT R
HEADPHONE

Ton-Baustein NICAM
Audio Module NICAM
Module Son NICAM
Modulo Audio NICAM
NI 2000


IS03
CF 70124
IS06
TDA 1543
IS04
TDA6200
LOGIC
D/A-WANDLER
PSEUDO-STEREO
SPEAKER EXTERN R
SPEAKER OUT R
HEADPHONE
5V

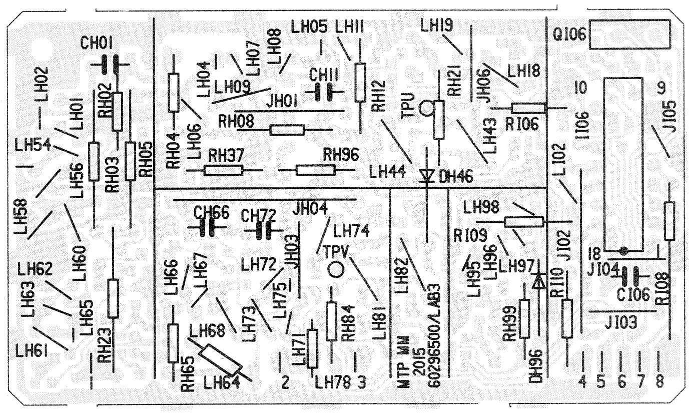
Tuner BG – 2003 C


TV TUNER 2003 C
56650300.03.000

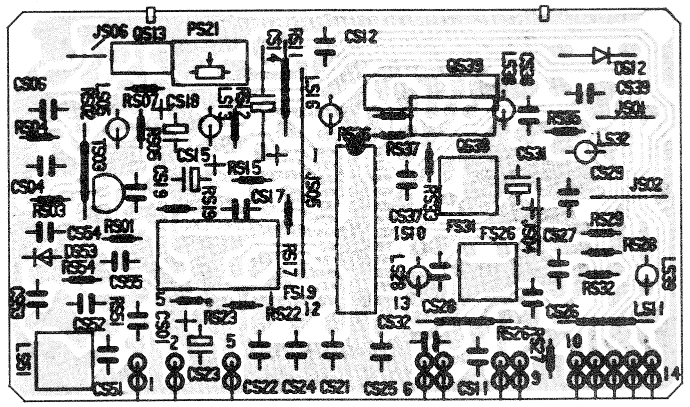


Lötseite · solder side · côté soudure · lato saldature

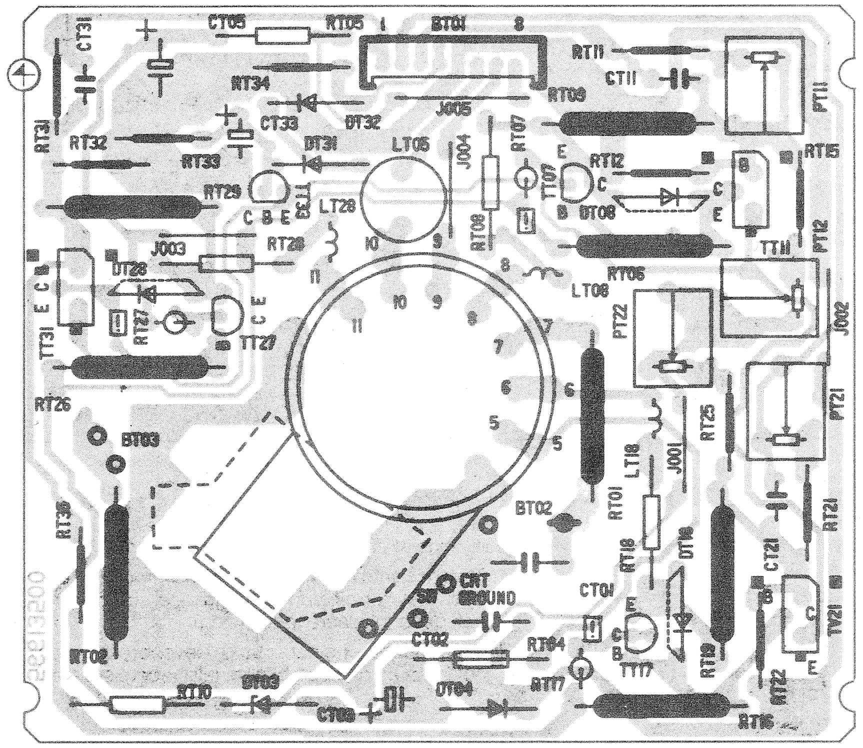
Tuner MM – 2015


MTP MM 2015
60296500/LAB3

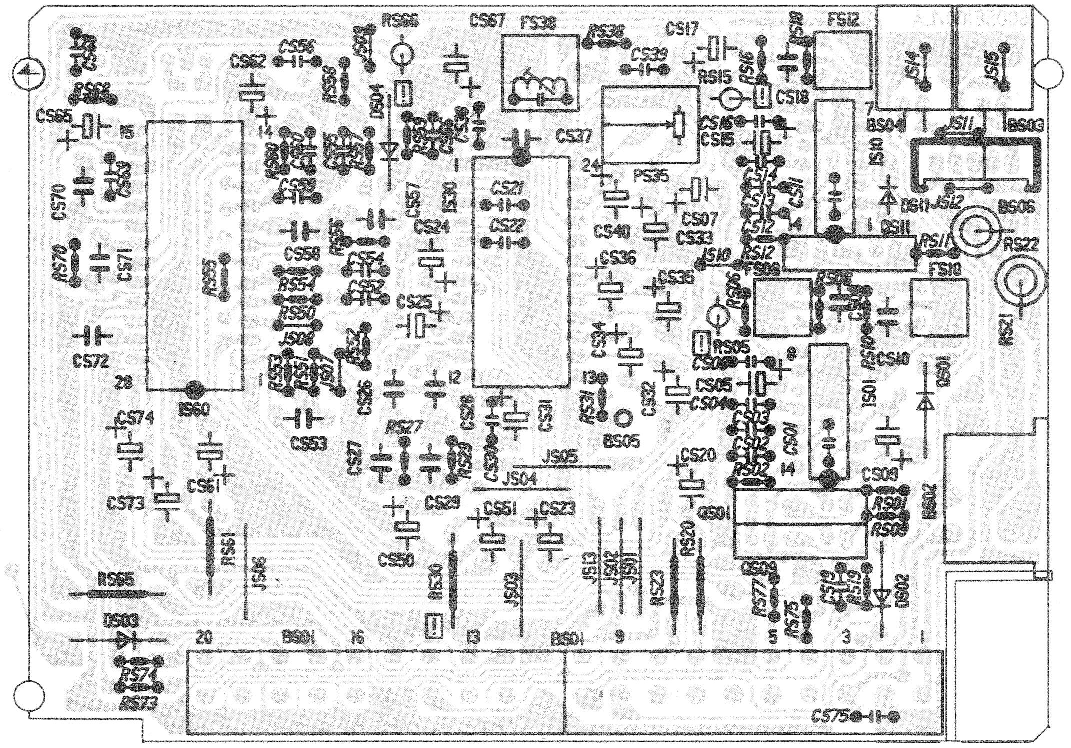
ZF-Verstärker IF 2100
Amplificatore FI IF 2110
IF Amplifier
Amplificateur FI



Bildröhrenplatte mit RGB-Endstufe CRT 2000 S
Basetta Cinescopio con stadio finale RVB
Picture tube board with RGB O/P stage
Platine tube image avec etage finale RVB

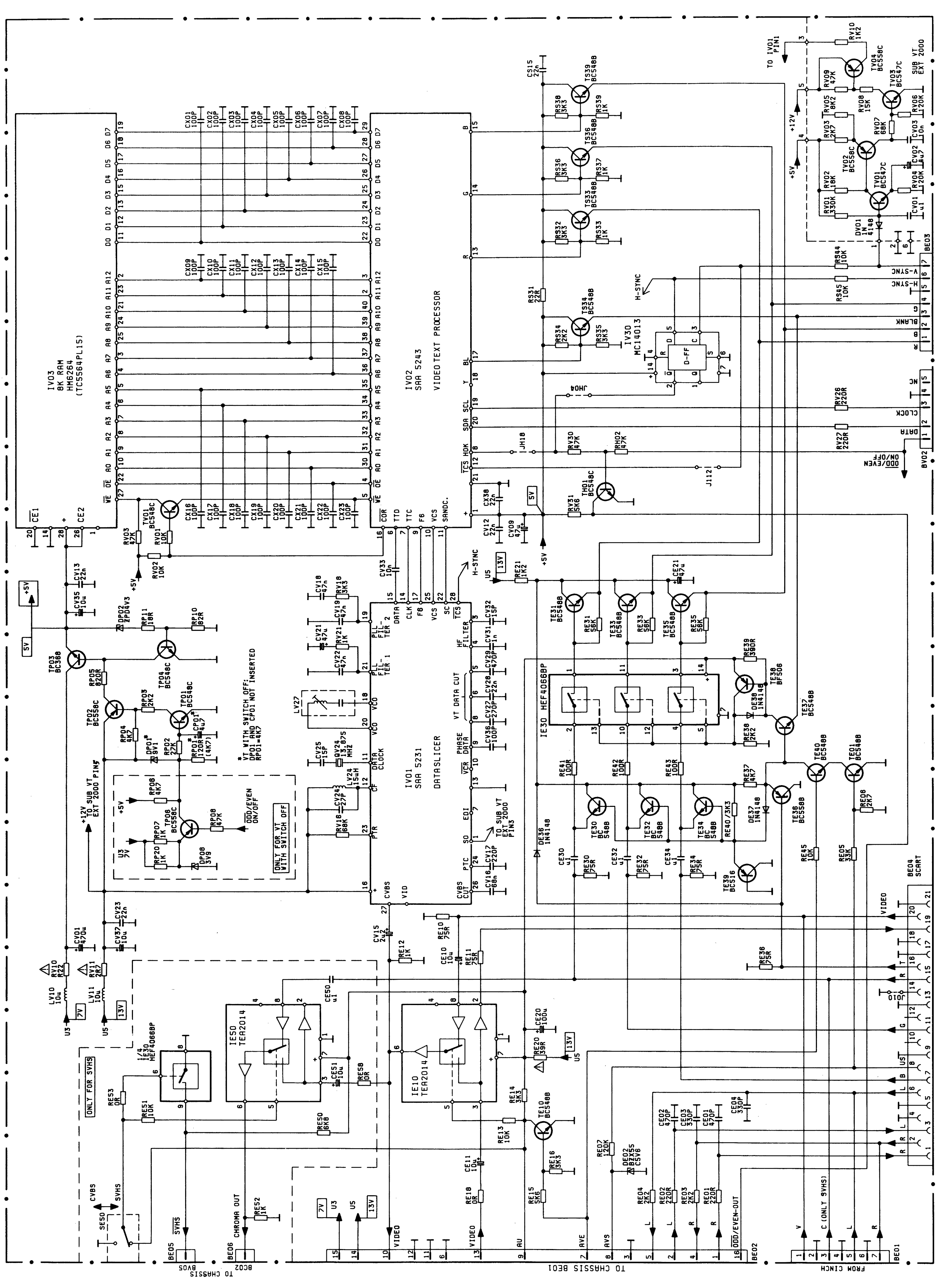


Ton-Baustein FM 2000
Modulo segnale audio FM 2011 (6,5 MHz)
Audio signal modul
Module signal son

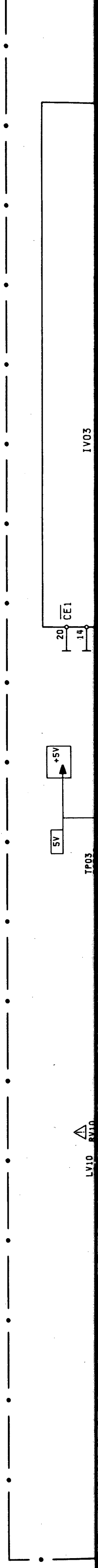


Videotext-Decoder
Teletext Decoder
Décodeur Vidéotexte
Decoder Televideo

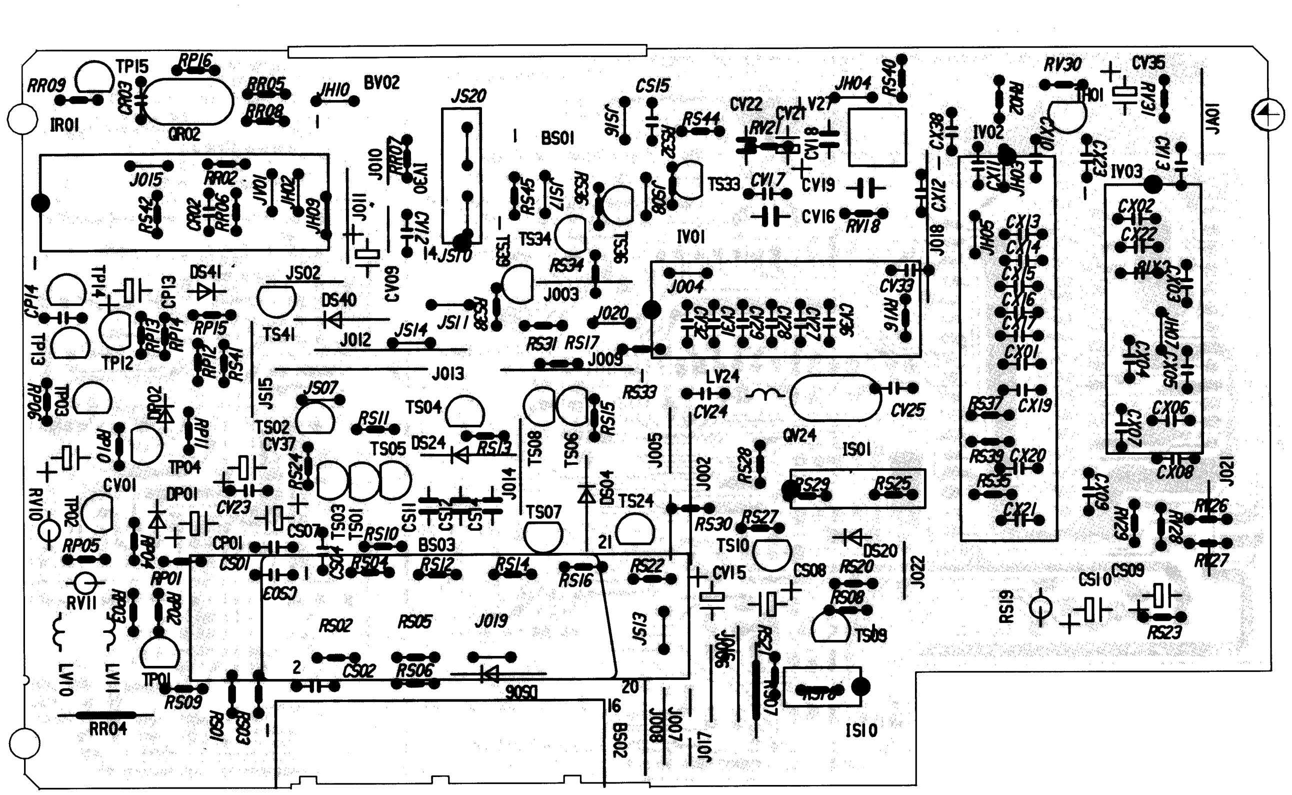
DVT 2002 SVHS with SW OFF
DVT 2012 SVHS
DVT 2004 with SW OFF
DVT 2014



IV03 8K RAM HM6264 (TC5564PL15)
IV02 SAA 5243 VIDEO TEXT PROCESSOR
IV01 SAA 5231 DATASLICER
IV30 MC14013 D-FF
IE30 HEF4066BP
IE50 TEA2014
IE10 TEA2014
IZ4 HEF4066BP
TO IV01 PIN1
TO SUB VT EXT 2000
TO CHASSIS BR04
TO CHASSIS BR03
TO CHASSIS BE01
TO CHASSIS BVOS
FROM CINCH
BE04 SCART
H-SYNC
V-SYNC
BLANK
CLOCK
DATA
ODD/EVEN ON/OFF
VT WITH SWITCH OFF: DP01 AND CP01 NOT INSERTED RP01=4K7
ONLY FOR VT WITH SWITCH OFF
ONLY FOR SVHS
CVBS
SVHS
CHROMA OUT
VIDEO
AVE
AVS
ODD/EVEN-OUT
C (ONLY SVHS)
+5V
+12V
5V
7V
13V
U5
U3

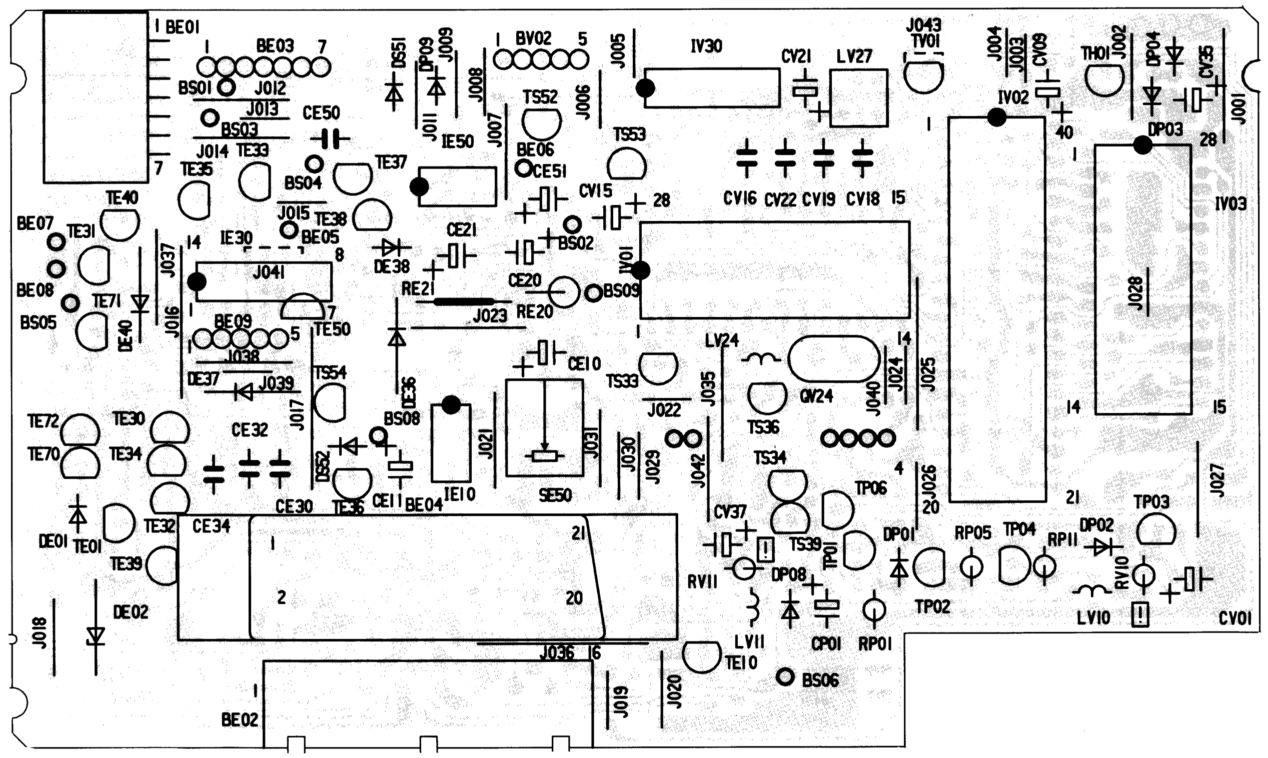


Videotext-Decoder DVT 2001
Teletext Decoder
Décodeur Vidéotexte
Decoder Televideo



TP15
RP16
RR09
IR01
QR02
RR05
RR08
JH10
BV02
JS20
BS01
CS15
RV30
CV35
JA01
IV01
IV02
IV03
TS33
TS34
TS41
TS02
TS04
TS05
TS07
TS08
TS10
TS24
QV24
IS01
IS10
LV24
LV10
LV11
RV10
RV11
CV01
DP01
TP01
TP02
TP04
TP12
TP13
TP14
RR04
BS02

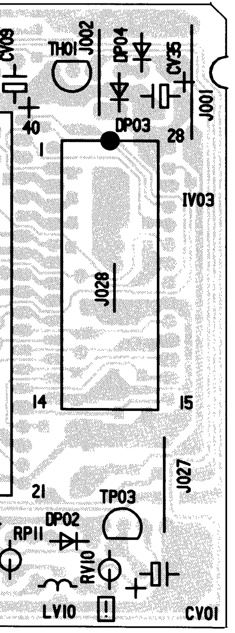
Videotext-Decoder DVT 2012 / 2014
Teletext Decoder
Décodeur Vidéotexte
Decoder Televideo



BE01
BE02
BE03
BV02
IV30
CV21
LV27
J043
TV01
THO1
IV02
DP03
IV03
IV01
J028
BS01
J012
J013
CE50
TE35
TE33
BS04
TE37
IE50
TS52
TS53
BE06
CE51
CV15
CV16 CV22 CV19 CV18
BE07
TE31
BE08
BS05
TE71
IE30
J041
BE05
DE38
RE21
RE20
CE20
BS09
BE09
TE50
J038
CE10
DE37
TS54
LV24
QV24
TS33
TS36
TS34
TE72
TE70
TE30
TE34
CE32
CE30
TE36
CE11
BE04
IE10
SE50
TP06
TP03
DP02
RP05
TP04
RP11
RV10
LV10
CV01
DE01
TE01
TE32
CE34
TE39
DE02
J018
CV37
TS39
TP01
DP01
RV11
DP08
LV11
CP01
RP01
TE10
BS06
J036
J019
J020
TP02

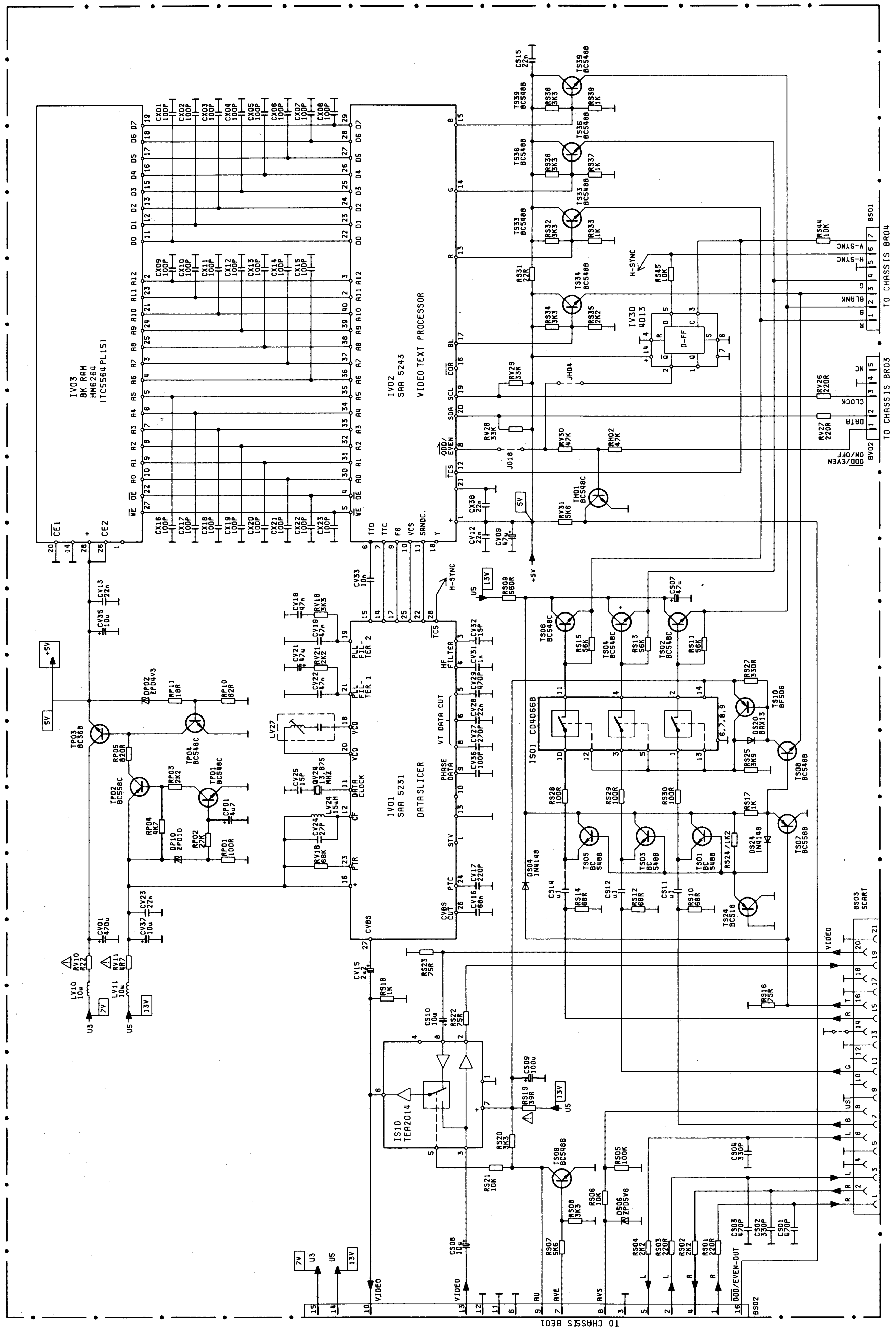
Videote
Teletex
Decode
Decode

RV30
CV35
IV03
CX02
CX22
CX08
J021
R426
R427
CS09
R523
JA01


THO1
J002
DP04
CV35
J001
IV03
DP03
J028
TP03
DP02
RP11
RV10
LV10
CV01
J027

Videotext-Decoder
Teletext Decoder
Decodeur Vidéotexte
Decoder Televideo

DVT 2001


IV03
8K RAM
HM6264
(TC5564PL15)
IV02
SAA 5243
VIDEO TEXT PROCESSOR
IV01
SAA 5231
DATASLICER
IV30
4013
D-FF
IS01 CD4066B
IS10
TEA2014
H-SYNC
BLANK
CLOCK
DATA
ODD/EVEN ON/OFF
TO CHASSIS BR04
TO CHASSIS BR05
TO CHASSIS BE01
BS03 SCART
VIDEO
ODD/EVEN-OUT
+5V
5V
7V
13V
U3
U5

Wichtige Hinweise

Die Sicherheit des Gerätes muß nach einer Reparatur oder Überprüfung erhalten bleiben. Es dürfen deshalb keine konstruktiven Merkmale des Gerätes sicherheitsmindernd verändert werden (z. B. müssen Abdeckungen ordnungsgemäß angebracht sein). Ersatzteile müssen hinsichtlich ihrer Daten und ihrer Merkmale dem getauschten Teil entsprechen, damit die Sicherheit des Gerätes nicht vermindert wird. Verwenden Sie deshalb nur Original-Ersatzteile.

Avvisi important!

La sicurezza dell' apparecchio deve rimanere conservata anche dopo una riparazione o un controllo. Perciò non e permesso di variare connotati costruttivi dell' apparecchio in mode che non garantiscono la sicurezza originaria (p. es. gli schemi di protezione devono essere fissati a regola d'arte). I pezzi di ricambio devono corrispondere al pezzo da sostituire nei loro dati e nei loro connotati per garantire la stessa sicurezza dell' apparecchio. Usate perciò solo ricambi originali.

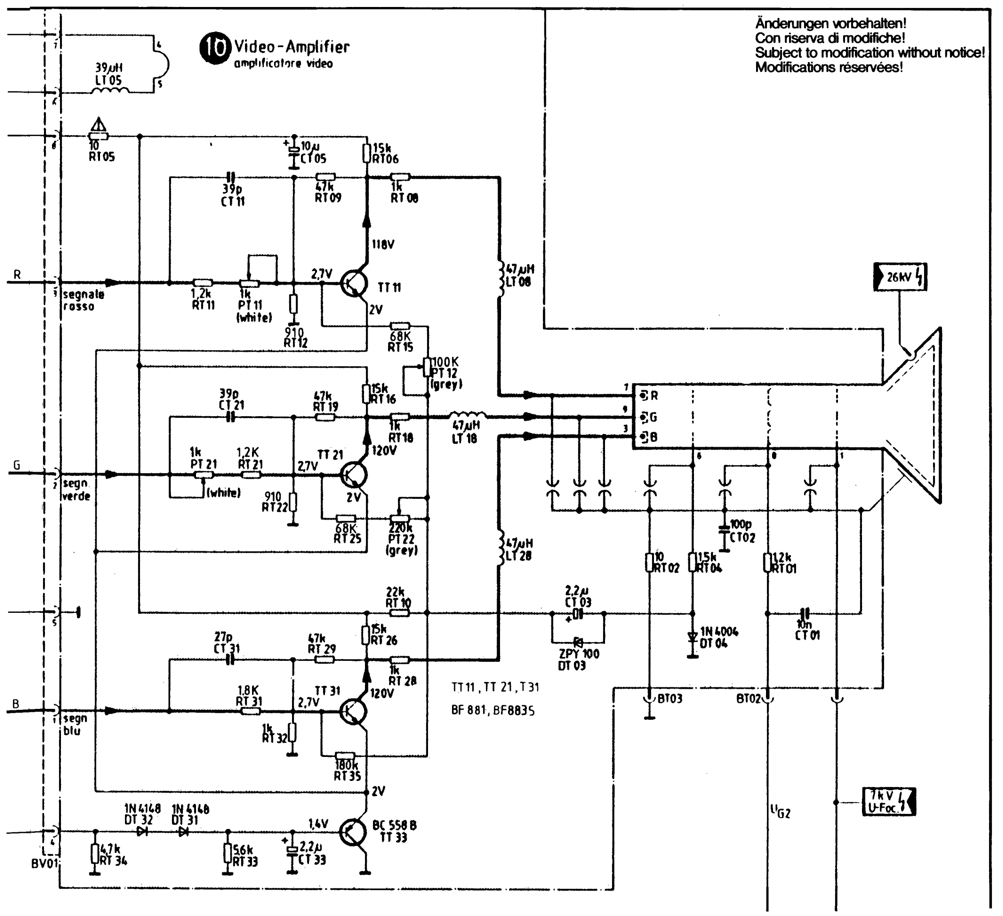
Important note

The unit must remain safe after repair or chekking. Therefore, no design features of the unit may be altered which would result in a reduction of safety (e. g. covers must be properly replaced). With regards to their data and technical features, spare parts must correspond with the replaced part, so as not to reduce the safety of the unit. Therefore, only use original spare parts.

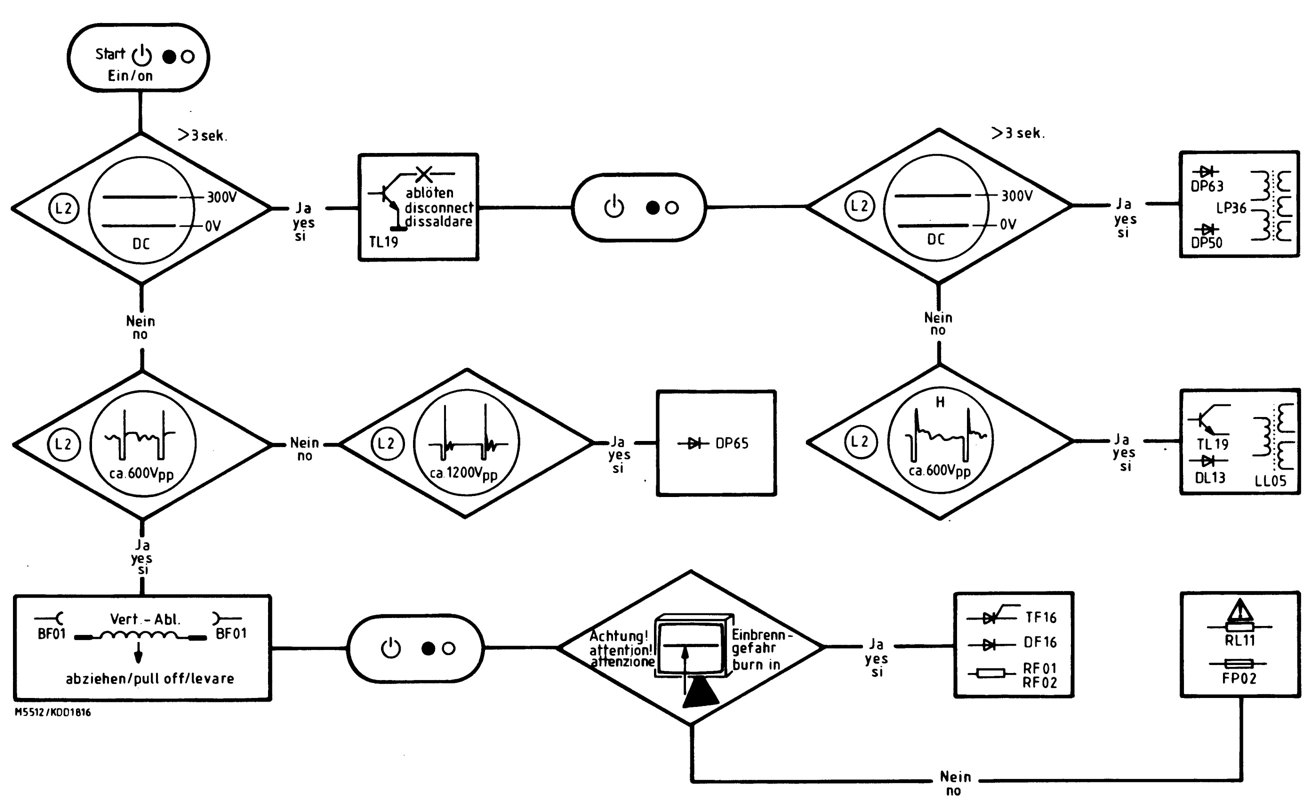
Recommandations importantes

L'appareil doit remplir les mèmes conditions de sécurité après une réparation ou une révision. Aucune caractéristique de construction de l'appareil ne doit donc ètre modifiée de telle sorte que la sécurité de l'appareil en soit diminuée (par ex., les couvercles doivent ètre remis en place correctement). Les caractéristiques et les propriétés de pièces de rechange doivent coincider avec celles de la pièce que est remplacée afin de ne pas réduire la sécurité de l'appareil. N'utilisez donc que des pièces de rechnge d'origine.

F 20-9/IKC 2/36 cm – 14"

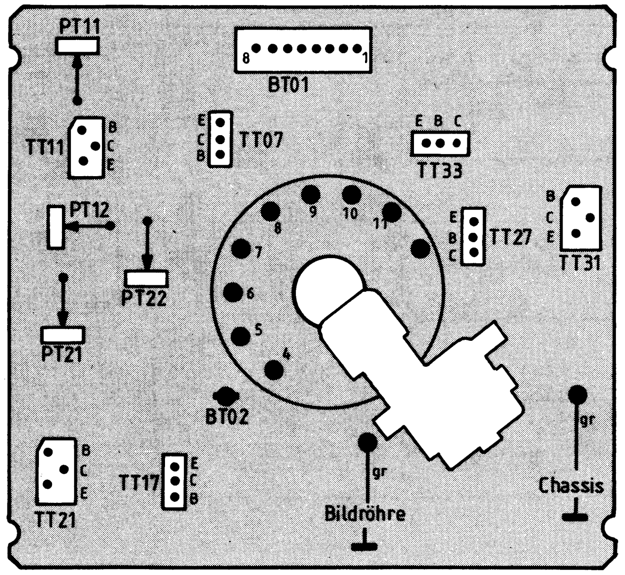

Änderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications réservées!
⑩ Video-Amplifier
amplificatore video
39µH LT05
R105
CT05
RT06
CT11
RT09
RT08
118V
47µH LT08
R segnale rosso
RT11
PT11 (white)
RT12
TT11
RT15
100K PT12 (grey)
26kV
CT21
RT19
RT16
G segn verde
PT21 (white)
RT21
TT21
RT22
RT25
PT22 (grey)
47µH LT18
47µH LT28
RT10
RT26
RT28
CT31
RT29
TT31
B segn blu
RT31
RT32
RT35
TT11, TT21, TT31
BF 881, BF8835
DT32
DT31
RT34
RT33
CT33
BC 558 B TT33
BV01
CT03
ZPY 100 DT03
1N 4004 DT04
RT02
RT04
CT02
RT01
CT01
BT03
BT02
UG2
1kV U-Foc

Fehlerdiagnose im Schutzschaltungsmode · Fault diagnosis in the protective circuit mode
Diagnostica guasti nel modo protezione circuiti · Erreur de diagnostic en mode circuit de protection

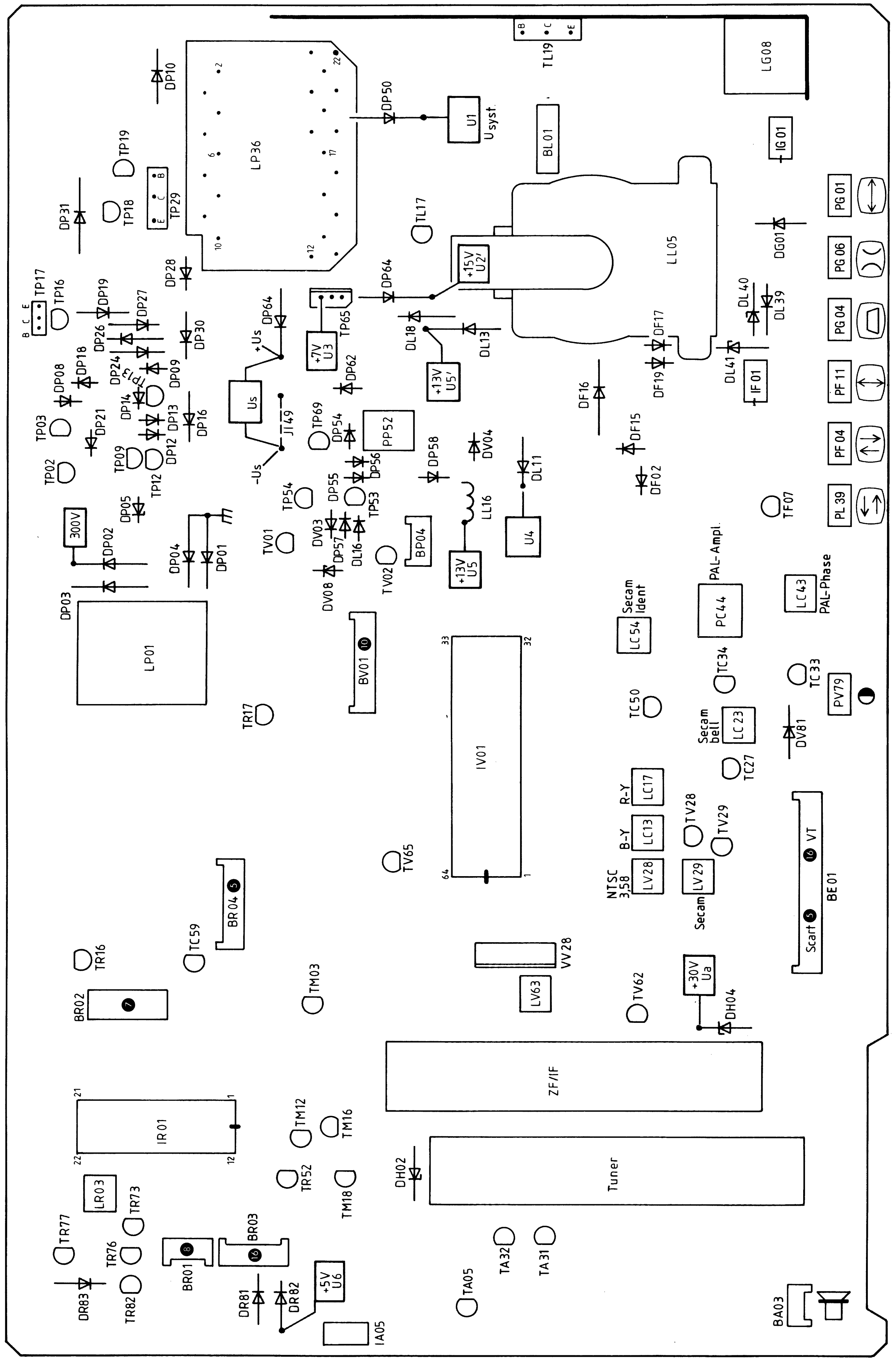

Start ⏻ ●○
Ein/on
>3 sek.
L2
300V
0V
DC
Ja
yes
si
ablöten
disconnect
dissaldare
TL19
⏻ ●○
>3 sek.
L2
300V
0V
DC
Ja
yes
si
DP63
LP36
DP50
Nein
no
Nein
no
L2
ca 600Vpp
Nein
no
L2
ca 1200Vpp
Ja
yes
si
DP65
L2
H
ca 600Vpp
Ja
yes
si
TL19
DL13
LL05
Ja
yes
si
BF01
Vert - Abl.
BF01
abziehen/pull off/levare
M5512/K001816
⏻ ●○
Achtung!
attention!
attenzione
Einbrenn-
gefahr
burn in
Ja
yes
si
TF16
DF16
RF01
RF02
RL11
FP02
Nein
no

Service-Lageplan · Posizione regulatori di servizio · Layout diagram · Disposition des régleurs

⑩ **Bildröhrenplatte · piastra cinescopio · CRT board · platine du tube image**
Bestückungsseite · lato inserzione componenti · component side · côté d'insertion


PT11
BT01
8
1
TT11
B
C
E
E
C
B
TT07
E B C
TT33
PT12
PT22
PT21
7
8
9
10
11
6
5
4
B
C
E
TT27
B
C
E
TT31
BT02
gr
gr
Chassis
Bildröhre
B
C
E
TT21
TT17
E
C
B

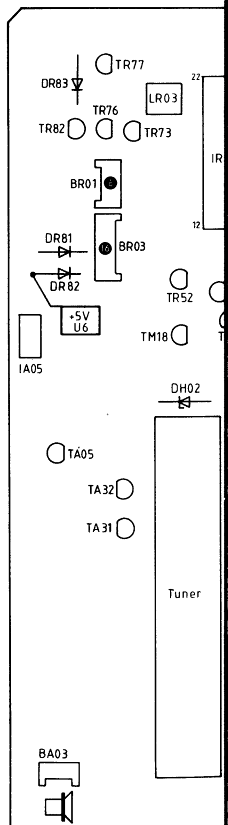
Service-Lageplan · posizione regulatori di servizio · Layout diagram · Disposition des régleurs F 19-11

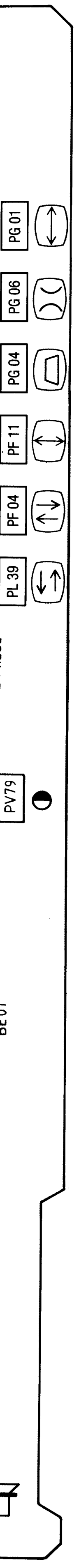

DP10
TP19
TP18
TP29
DP31
LP36
DP50
U1
Usyst
TL19
BL01
LG08
IG01
TL17
+15V
U2
PG01
PG06
PG04
PF11
PF04
PL39
LL05
DG01
TP17
TP16
DP19
DP26
DP27
DP28
DP30
DP64
TP65
DL18
DL13
DF17
DL40
DL39
DL41
IF01
DP18
DP24
DP09
DP08
DP21
DP14
DP12
DP13
DP16
+Us
Us
-Us
JI49
+7V
U3
DP62
+13V
U5'
DF19
DF16
DF15
DF02
TP03
TP02
TP09
TP12
TP69
DP54
PP52
DP56
DP58
DV04
DL11
TP54
DP55
TP53
LL16
U4
TF07
300V
DP02
DP05
DP04
DP01
TV01
DV03
DP57
DL16
TV02
BP04
+13V
U5
DP03
DV08
LP01
BV01
33
32
IV01
64
1
Secam Ident
LC54
PAL-Ampl.
PC44
LC43
PAL-Phase
TC34
TC33
PV79
TR17
TC50
Secam bell
LC23
TC27
DV81
R-Y
LC17
B-Y
LC13
TV28
TV29
NTSC 3,58
LV28
LV29
Secam
VT
BE01
Scart
TV65
BR04
TC59
TR16
BR02
TM03
VV28
LV63
TV62
+30V
Ua
DH04
ZF/IF
21
1
IR01
22
12
TM12
TM16
TR52
TM18
DH02
Tuner
LR03
TR73
TR77
TR76
TR82
DR83
BR01
BR03
DR81
DR82
+5V
U6
IA05
TA05
TA32
TA31
BA03

Service-Einstellu

❶	Chassis · Telaio · Ch
	Hauptspannung, Te **Principal voltage, T** 1. ◑ ☼ min. 2. PP 52 → 143 V ±
	PF 11 Vertikalamplitude Vertical amplitude Hauteur de l'image Ampiezza verticale **PG 01** Bildbreite Horizontal amplitude Amplit. horizontale Ampiezza orizzontale **PL 39** Bildlage horizontal Horizontal position Position horizontale Posizione orrizontale
	LV 63; 5,5 MHz **Tonfalle · trapola to** 1. Oscilloscop. → BE 2. Schwarz-Weiß-Tes segnale bianco-ne black + white sign 3. LV 63 → 5,5 MHz
	PV 79 Spitzenweiß · 1. Gittertestbild · se grating testpatter 2. Oscilloscop. Pi pin 3 (11) cinesco

Service-Lageplan · p


DR83
TR77
TR76
TR82
TR73
LR03
BR01
DR81
DR82
BR03
+5V
U6
TR52
TM18
IA05
DH02
TA05
TA32
TA31
Tuner
BA03



Service-Einstellungen · Regolazioni di servizio · Service adjustments · Réglages de service

❶ Chassis · Telaio · Chassis

Hauptspannung, Tensione principale, Principal voltage, Tension principale } Usyst. 143 V

1. ◑ ☼ min.
2. PP 52 → 143 V ± 1 V

PF 11
Vertikalamplitude
Vertical amplitude
Hauteur de l'image
Ampiezza verticale

PF 04
Bildlage vertikal
Vertical position
Position verticale
Posizione verticale

PG 01
Bildbreite
Horizontal amplitude
Amplit. horizontale
Ampiezza orizzontale

PG 06
Ost-West-Amplitude
East-West amplitude
Amplit. Est-Ouest
Ampiezza est/ovest

PL 39
Bildlage horizontal
Horizontal position
Position horizontale
Posizione orrizontale

PG 04
Ost-West-Trapez
East-West trapeze
Est-Ouest trapèze
Trapezi est/ovest

LV 63; 5,5 MHz
Tonfalle · trapola tono · sound trap

1. Oscilloscop. → BE 01/pin 10
2. Schwarz-Weiß-Testbild (ohne Burst) · segnale bianco-nero (senza burst) · black + white signal (without burst)
3. LV 63 → 5,5 MHz min.

PV 79 Spitzenweiß · bianco punte · peak white

1. Gittertestbild · segnale grata · grating testpattern
2. Oscilloscop. Pin 3 (11) Bildröhre · pin 3 (11) cinescopio · pin 3 (11) CRT

❶ Chassis · Telaio · Chassis

3. ☼ + $\boxed{\text{III}}$ → standard, ◑ → max.
4. PV 79 → 65 Vpp (ohne Austastimpulse · senza impulso · without blanking pulses)

U_{G2} Schirmgitterspannung · tensione griglia schermo · screen grid voltage

1. Grautreppe · scala grigio · grey scale
2. ◑ + ☼ → standard, $\boxed{\text{III}}$ → min.
3. U_{G2} → alle Grauwerte sichtbar · visione tutti toni grigi · all grey scale values visible

PAL

PC 44, PAL-Amplitude · Amplitude PAL · LC 43 PAL-Phase · Fase PAL

1. Oscilloscop. → (F1) R–Y
2. Oscilloscop.: 2 Zeilen triggern · trig. 2 linea · trigger to 2 lines
3. PC 44/LC 43 wechselweise · alternativo · alternating → min. jitter

NTSC

LV 28 NTSC (3,58 MHz) Farbträger-Falle · trapola colore (3,58 MHz) · color carrier trap (3.58 MHz)

1. NTSC Farbbalken Testbild · segnale barre colore NTSC · NTSC color bare signal
2. Osci. → RV 28/LV 28
3. LV 28 → min.

Secam

LV 29 Secam Farbträger-Falle (4,25 MHz) · trapola colore secam (4,25 MHz) · Secam color carrier trap (4.25 MHz)

1. Secam Testbild Weiß · segnale bianco · test picture white
2. Osci. → RV 28/LV 28
3. LV 29 → min.

LC 54 Ident. Secam

1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 23
3. LC 54 → max.

Secam

LC 13 B–Y/LC 17 R–Y Demodulator

1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 2
3. LC 17 → farbl. Balken auf Niveau von Austastlücke · barre senza colore sul livello del synchronisme · colorless bare to level of blanking interval
4. Osci. → IV 01/Pin 64
5. LC 13 → wie 3. · preciso 3. · like 3.

LC 23 Glockenfilter · filtro del campana · bell-filter

1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 18
3. LC 23 → Farbamplitude auf gleiches Niveau · ampl. colore livello uguale · color amplitudes to the same level

❺ Bildröhrenplatte · piastra cinescopio · CRT-board

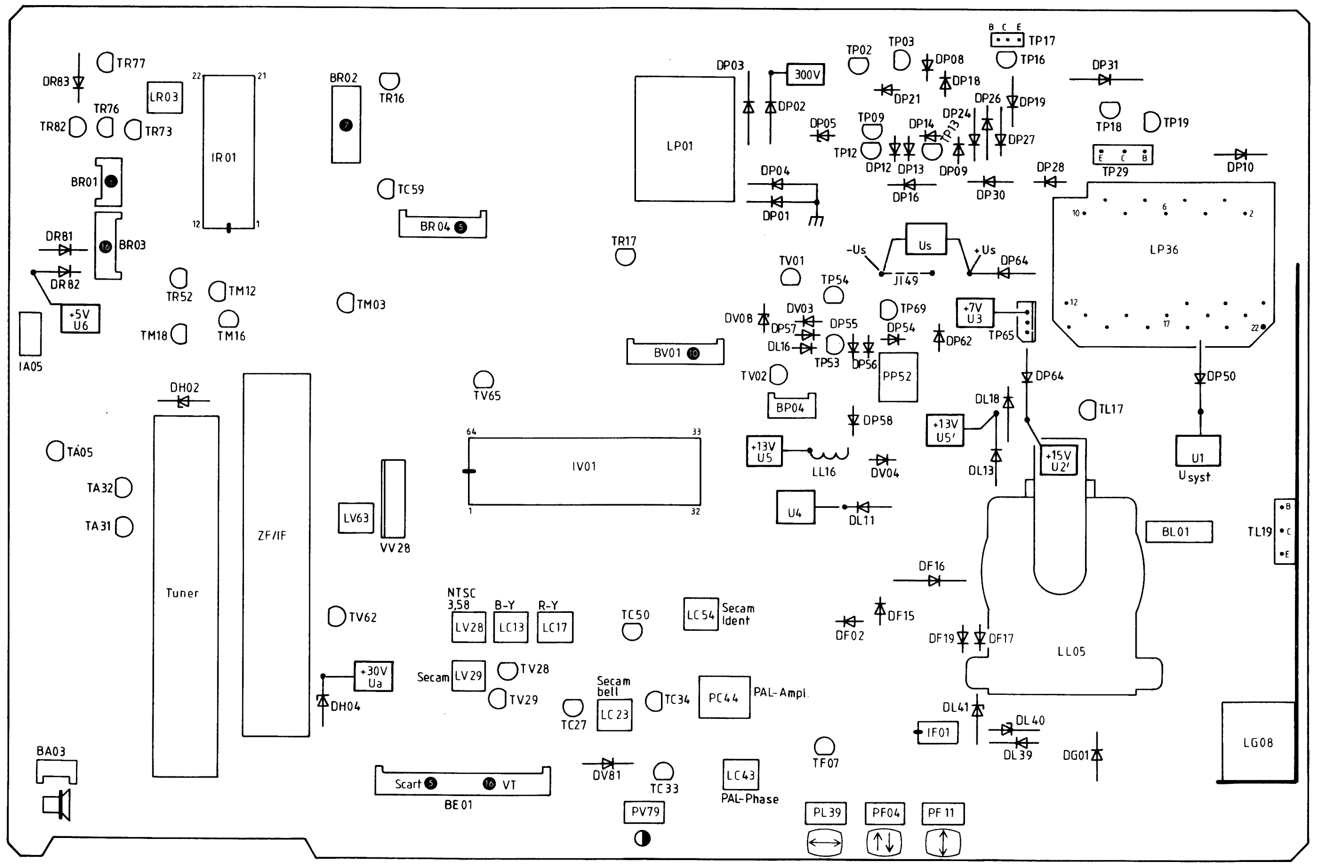
I. Weißabgleich · aggustiamento bianco · white adjustment

1. ◑ + ☼ → max.
2. Schwarz-Weiß-Testbild · segnale bianco-nero · black + white test pattern
3. PT 11, PT 21 wechselweise · alternativo · alternating → Bild auf min. Farbstich · colore a livello minimo · to min. color shade

II. Grauabgleich · aggustiamento grigio · grey adjustment

1. Schwarz-Weiß-Testbild · segnale bianco-nero · black + white test pattern
2. ◑ + ☼ → Bild gerade noch sichtbar · quadro apena visibile · picture just visible
3. PT 12/PT 22 wechselweise · alternativo · alternating → Bild auf min. Farbstich · colore a livello minimo · to min. color shade
4. Einstellung I bei Bedarf wiederholen · aggustiamento I se necessario ripertere · repeat adjustment I if necessary

Service-Lageplan · posizione regulatori di servizio · Layout diagram · Disposition des régleurs F 20-9



Service-Hinweise · Avvisi di servizio · Service notes · Instructions de service

Systemspannung

Entsprechend der eingebauten Bildröhre muß die Systemspannung „Usyst" unterschiedlich hoch eingestellt werden.

Usyst	Typ der Bildröhre	Hersteller
112 V	A 51 EBV 02 X 01	Videocolor
	A 51 EBV 93 X 01	Videocolor
114 V	A 51 JSY 61 X 03	Hitachi
117 V	A 51 590 X/3220	Philips
143 V	A 51 ECN 03 X 01	Videocolor
	A 51 ECN 93 X 01	Videocolor
	A 56 701 X	Videocolor
	A 59 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 59 EAU 03 X 01 SP	Videocolor
	A 66 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 68 EAU 03 X 01 SP	Videocolor

Automatische Abschaltung

Geräte mit dem IKC-2-Chassis schalten nach ca. 5 Minuten aus, wenn kein FBAS-Signal vorliegt. Während der Reparatur kann diese Automatik abgeschaltet werden, wenn der PIN 36 (Mute-Eingang des μP's IR 01) auf H-Pegel (z. B. 5 V von U 6) gelegt wird.
Achtung: Die Verbindung muß nach der Reparatur wieder entfernt werden.

Größe des Einblend-Menüs

Die Länge des eingeblendeten Menüs läßt sich durch Verdrehen der Spule LR 03 individuell einstellen.

Stand-by-Betrieb des Schaltnetzteils

Achtung: Das Schaltnetzteil schwingt auch im Stand-by-Betrieb des Gerätes.
Bei Messungen gelten dann die Meßwerte, die in Klammern angegeben sind.

Voltage di systema

In dipendenza del tipo di cinescopio montato nell'apparecchio, è necessario regolare la tensione di riferimento del sistema "Usyst".

Usyst	cinescopio	produttore
112 V	A 51 EBV 02 X 01	Videocolor
	A 51 EBV 93 X 01	Videocolor
114 V	A 51 JSY 61 X 03	Hitachi
117 V	A 51 590 X/3220	Philips
143 V	A 51 ECN 03 X 01	Videocolor
	A 51 ECN 93 X 01	Videocolor
	A 56 701 X	Videocolor
	A 59 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 59 EAU 03 X 01 SP	Videocolor
	A 66 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 68 EAU 03 X 01 SP	Videocolor

Spegnimento automatico

Gli apparecchi corredati con il telaio IKC-2 si spengono dopo ca. 5 minuti, se non è presente un segnale FBAS. Durante la riparazione è possibile disinserire quasto circuito automatico di spegnimento applicando un livello H al PIN 36 (ingresso muting del μP IR 01) p.es. 5 V prelevati da U 6.
Attenzione: Questo collegamento deve essere rimosso dopo la riparazione.

Grandezza della sovraimpressione del menù

È possibile regolare individualmente la lunghezza della sovraimpressione del menù torcendo la bobina LR 03.

Alimentatore rete controllato in funzione stand-by

Attenzione: L'alimentatore rete a regolazione controllata continua ad oscillare anche in funzione "STANDY-BY" dell'apparecchio. In caso di misure valgono i valori indicati fra parentesi.

System-Voltage

The level of system voltage "Usyst" must be selected so as to suit the picture tube installed.

Usyst	picture tube	producer
112 V	A 51 EBV 02 X 01	Videocolor
	A 51 EBV 93 X 01	Videocolor
114 V	A 51 JSY 61 X 03	Hitachi
117 V	A 51 590 X/3220	Philips
143 V	A 51 ECN 03 X 01	Videocolor
	A 51 ECN 93 X 01	Videocolor
	A 56 701 X	Videocolor
	A 59 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 59 EAU 03 X 01 SP	Videocolor
	A 66 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 68 EAU 03 X 01 SP	Videocolor

Automatic switching-off

Sets equipped with the IKC-2 chassis switch off after approx. 5 minutes if no FBAS signal is present. This automatic facility can be deactivated for repair work by setting PIN 36 (mute input of IR 01 μP's) to H-level (e.g. 5 V from U 6).
Attention: Connection must be removed after repair work.

Size of the faded-in menu

The length of the faded-in menu can be adjusted by turning coil LR 03.

Chopper-type power supply unit in the stand-by mode

Attention: The chopper-type power supply unit also oscillates when the set is in the stand-by mode. In this case, the values specified in parenthesis are applicable to measurements.

Systéme potentiel

Suivant les tubes images installés, la tension du système "Usyst" doit être réglée à des valeurs plus ou moins élevées.

Usyst	Tube image	fabricant
112 V	A 51 EBV 02 X 01	Videocolor
	A 51 EBV 93 X 01	Videocolor
114 V	A 51 JSY 61 X 03	Hitachi
117 V	A 51 590 X/3220	Philips
143 V	A 51 ECN 03 X 01	Videocolor
	A 51 ECN 93 X 01	Videocolor
	A 56 701 X	Videocolor
	A 59 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 59 EAU 03 X 01 SP	Videocolor
	A 66 EAS 03 X 01	Videocolor
	A 68 EAU 03 X 01 SP	Videocolor

Coupure automatique

Les appareils avec le châssis IKC 2 se coupent au bout de 5 minutes environ lorsqu'aucun signal FBAS n'est détecté. Pendant la réparation, ce système automatique peut être mis hors service en réglant le PIN 36 (entrée Mute du μ 's IR 01) sur le niveau H (p.e. 5 V de U 6).
Attention: Après la réparation, la liaison doit être de nouveau enlevée.

Grandeur du menu de superposition

La longueur du menu superposé peut se régler individuellement en tournant la bobine LR 03.

Mode Standby du bloc d'alimentation

Attention: Le bloc d'alimentation oscille également quand l'appareil est en Standby. Lors des mesurages, les valeurs entre parenthèses sont valables.